

# **UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**

## **ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**



**DEPARTAMENTO DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES**

**TRABAJO FÍN DE GRADO:**

### **DISEÑO DE UNA RED DE CONFORMACIÓN DE HAZ PARA UNA ANTENA MONOPULSO EN LA BANDA ISM DE 2.45 GHZ**

**Por Javier Nevado Barrio**

**GRADO EN INGENIERÍA DE SISTEMAS DE COMUNICACIONES**

---

**Tutor:**  
**José Luis Vázquez Roy**

**Febrero de 2015**

# Índice general

<b>1. Introduction</b>	<b>7</b>
1.1. History . . . . .	8
1.2. TFG motivation . . . . .	9
1.3. Structure of the document . . . . .	9
<b>2. Estado del arte de los sistemas radar</b>	<b>11</b>
<b>3. Estudio previo</b>	<b>13</b>
3.1. Radar monopulso por comparación de fase . . . . .	13
3.1.1. Distancia del blanco . . . . .	14
3.1.2. Potencia recibida . . . . .	14
3.1.3. Distancia máxima . . . . .	15
3.2. Frecuencia Doppler . . . . .	15
3.3. Tecnología microstrip . . . . .	16
3.4. Objetivos . . . . .	18
3.5. Modelo de unión de líneas . . . . .	19
3.5.1. Red Wilkinson . . . . .	20
3.5.2. Red Serie . . . . .	22
3.5.3. Red en T . . . . .	23
3.5.4. Comparación de características . . . . .	25
3.5.5. Conclusiones . . . . .	26
<b>4. Diseño</b>	<b>28</b>
4.1. Diseño de la red en T . . . . .	28
4.2. Combinación de señales . . . . .	32
4.3. Combinación de elementos y optimización . . . . .	38
4.4. Análisis con CST . . . . .	43
<b>5. Construcción y mediciones</b>	<b>51</b>
5.1. Fabricación . . . . .	51
5.2. Caracterización . . . . .	51
5.3. Revisión . . . . .	58
<b>6. Conclusions and future research lines</b>	<b>61</b>

ÍNDICE GENERAL	2
<b>7. Estudio socio-económico</b>	<b>63</b>
7.1. Regulación	63
7.2. Planificación	64
7.3. Presupuesto	65
7.3.1. Gastos materiales	65
7.3.2. Recursos humanos	67
7.3.3. Gastos totales	67
<b>A. Summary</b>	<b>68</b>
A.1. Introduction	68
A.2. Documentation	68
A.2.1. Monopulse radar	68
A.2.2. Microstrip technology	69
A.2.3. Objectives	69
A.3. Design	70
A.3.1. Design of the t-network	70
A.3.2. Hybrid coupler	70
A.4. Optimization	71
A.5. Manufacture and characterization	71
A.6. Conclusions and future research lines	72
A.7. Socio-economic study	73
A.7.1. Budget	73
<b>Bibliografía</b>	<b>73</b>

# Índice de figuras

1.1. Example of basic radar operation. . . . .	7
1.2. Frequency range and wavelength radar. . . . .	8
1.3. The Knickebein Radar antenna . . . . .	8
3.1. (1) Señales combinadas, (2) Señal diferencia, (3) Señal suma, (4) Error (producto de la señales) . .	13
3.2. Diagrama de bloques para el radar monopulso por comparación de fases . . . . .	14
3.3. Ejemplo de línea microstrip . . . . .	16
3.4. Líneas de campo eléctrico y magnético en tecnología stripline (izquierda) y microstrip (derecha) .	17
3.5. Fórmula de la impedancia característica . . . . .	17
3.6. Fórmula para obtener $Wd$ . . . . .	18
3.7. $Z_0$ y $\epsilon_e$ de la línea microstrip en función del ancho (W) y la altura del sustrato (h en este caso) . .	18
3.8. Cálculo de los parámetros de la línea microstrip con TXLINE . . . . .	19
3.9. Vista de los puertos de la antena . . . . .	20
3.10. (a) representación de los puertos de la antena, (b) ejemplo del aspecto de la red. . . . .	20
3.11. Circuito red Wilkinson . . . . .	21
3.12. Parámetros de la red Wilkinson . . . . .	21
3.13. Circuito red serie . . . . .	22
3.14. Parámetros de la red en serie . . . . .	23
3.15. Circuito red en T . . . . .	24
3.16. Parámetros de la red en T . . . . .	24
3.17. Adaptación . . . . .	25
3.18. Acoplos . . . . .	26
3.19. Atenuación . . . . .	26
4.1. Detalle del diagrama de bloques . . . . .	28
4.2. Red en T . . . . .	29
4.3. Red acotada . . . . .	30
4.4. Adaptación de la red en T . . . . .	30
4.5. Diseño final de la red en T . . . . .	30
4.6. Adaptación de la red en «T» definitiva . . . . .	31
4.7. Matriz de dispersión . . . . .	32
4.8. Diagrama híbrido 180° . . . . .	32
4.9. Acoplador Híbrido 180° . . . . .	33

4.10. Primer modelo del híbrido 180° . . . . .	33
4.11. Adaptación . . . . .	34
4.12. Fase . . . . .	35
4.13. Modelo optimizado del híbrido 180° . . . . .	35
4.14. Adaptación . . . . .	36
4.15. Fase . . . . .	36
4.16. Modelo final de híbrido 180° . . . . .	37
4.17. Adaptación . . . . .	37
4.18. Fase . . . . .	38
4.19. Red con el primer híbrido . . . . .	38
4.20. Red sin ajustar a la construcción real . . . . .	39
4.21. Parámetros de 4.20 . . . . .	39
4.22. Red con elementos finales . . . . .	40
4.23. Parámetros 4.22 . . . . .	40
4.24. Posibles mejoras de 4.22 . . . . .	41
4.25. Red definitiva . . . . .	41
4.26. Longitudes de los tramos de línea de la fig.4.25 . . . . .	42
4.27. Parámetros S de la fig.4.25 . . . . .	42
4.28. Fase de la red . . . . .	43
4.29. Explosión vertical de las capas de la red . . . . .	44
4.30. Cara superior de la red . . . . .	44
4.31. Cara inferior . . . . .	44
4.32. Red completa . . . . .	45
4.33. Variación de $E_r$ para el parámetro $S_{11}$ . . . . .	45
4.34. Variación de $E_r$ para el parámetro $S_{66}$ . . . . .	46
4.35. Análisis en el dominio temporal de los parámetros S . . . . .	46
4.36. Análisis en frecuencia de los parámetros S . . . . .	47
4.37. Desfase entre señales . . . . .	48
4.38. Red unida a la antena . . . . .	48
4.39. Red unida a la antena (vista superior) . . . . .	48
4.40. Red unida a la antena (vista lateral) . . . . .	48
4.41. Parámetros S, dominio temporal . . . . .	49
4.42. Parámetros S, dominio frecuencial . . . . .	49
4.43. Detalle de la unión entre red y antena . . . . .	50
5.1. Cara superior de la red . . . . .	51
5.2. Cara inferior . . . . .	51
5.3. Analizador vectorial . . . . .	52
5.4. Medida de la adaptación de los puertos #1 y #6 . . . . .	52
5.5. Comparación de la adaptación de los puertos #1 y #6 con CST . . . . .	53
5.6. Medidas de varios parámetros S . . . . .	53

5.7. Medidas de acoplos y desadaptaciones . . . . .	54
5.8. Desfase medido entre señales recibidas . . . . .	54
5.9. Elemento combinados . . . . .	55
5.10. Detalle de la unión entre la red y la antena . . . . .	55
5.11. Medición de parámetros S con la red unida a la antena . . . . .	55
5.12. Comparación de la adaptación de los puertos con CST (frecuencia) . . . . .	56
5.13. DR. Componente $\vec{\phi}$ de la señal $\Delta$ en XY (principal). . . . .	57
5.14. DR Componente $\vec{\phi}$ de la señal $\Sigma$ en XY (principal). . . . .	57
5.15. DR. Señal $\Sigma$ para la red con la antena en XY. . . . .	58
5.16. DR. Señal $\Sigma$ para la antena en XY. . . . .	58
5.17. DR. Señal $\Delta$ para la red con la antena en XY. . . . .	59
5.18. DR. Señal $\Delta$ para la antena en XY. . . . .	59
5.19. Red con monopolos impresos . . . . .	59
5.20. Ejemplo de antena con array de elementos equiespaciados. . . . .	60
7.1. Planificación del trabajo . . . . .	66

# Índice de tablas

3.1. Valores de la ecuación radar . . . . .	15
3.2. Relación Velocidad - Frecuencia Doppler . . . . .	16
3.3. Parámetros microstrip . . . . .	17
4.1. Parámetros iniciales microstrip . . . . .	29
4.2. Valores de la ecuación 4.1 . . . . .	44
7.1. Gastos materiales I . . . . .	65
7.2. Gastos materiales II . . . . .	65
7.3. Gastos personal . . . . .	67
7.4. Gastos totales . . . . .	67
A.1. Microstrip parameters . . . . .	69
A.2. Total expenses . . . . .	74

# Capítulo 1

## Introduction

According to the specifications of the new study plan schedule (2011 Plan), chapters one (Introduction), six (Conclusions and future research lines) and an extended summary are written in English.

The term radar comes from the acronym Radio Detection and Ranging, it is based on an electromagnetic system designed for the detecting and locating objects. Its operation consists in the emission of a radio impulse, a part of the transmitted signal reaches the target and is radiated in all directions, the energy returned towards the radar is known as «echo» and it is processed to extract information about the target. The use of different wavelengths for the transmitted signal is useful to detect targets beyond the range of other emissions such as light or sound. It is possible to extract important information from the received echo signal:

- Detection of static or moving targets: the reception of an echo signal means the detection of a target, either static or moving.
- Determination of the distance to the object (range) as well as its altitude and orientation compared to the transmitter. The object distance is calculated by measuring the time since the pulse is emitted until it is received back after being reflected by the object. The orientation is determined by the arrival position of the reflected wave front. The most common instrument used for measuring the arrival position are narrow beam antennas.
- Determination of speed and moving direction. If there is a relative movement between the target and the RADAR, the variation in frequency between the received and the transmitted signal due to Doppler effect is used to measure the speed of the object. This effect can also be used in the distinction between static and moving objects [1].

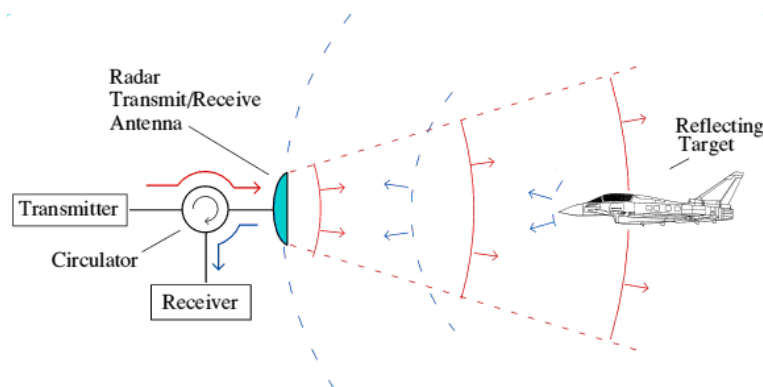


Figura 1.1: Example of basic radar operation.

Conventional radar systems have operated traditionally in a frequency range between tens of MHz and 35 GHz. But this does not mean that those are their limits, there are specific radars that operate in other frequencies. For



example high frequency ground radars operate at 2 MHz, or millimeter radars that reach frequencies of 94 GHz. Even we can find laser radars that operate at frequencies much higher than last ones. In the figure 1.2 we can distinguish the diverse range of frequencies and wavelengths used by the different types of radars.



Figura 1.2: Frequency range and wavelength radar.

## 1.1. History

The radar unlike other technological discoveries such as the telephone or the telegraph does not have an accredited inventor, but it consists of an accumulation of developments and scientific improvements in several Nations that had as a result the radar system. Some of the key points in the advance toward the radar system are the following:

- In 1864 the English physicist James Clerk Maxwell developed its electromagnetic theory (Description of electromagnetic waves and their spread).
- In 1886 the German physicist Heinrich Rudolf Hertz discovered electromagnetic waves, in addition to demonstrating that the electrical signals can travel through the open air and are reflected on metal surfaces.
- The invention of the «Telemobiloscope» in 1904 by Christian Hülsmeyer, a ship anti-collision device.
- In 1921 appears the «Magnetron», it is an effective transmitting tube made by the American physicist Albert Wallace Hull.
- Already in 1930 Lawrence A. Hyland detected for the first time an airplane and in 1931 a ship is equipped with a radar Prototype [2].

But the great development of the radar systems emerged in the years prior to World War II. Countries such as USA, Great Britain, Russia, Germany, France and Japan invested resources in creating better radar systems to be used in the war. The British were the first to fully exploit the radar as a defense against attack by airplanes, was established a network of radars that detect approaching German aircraft in the Battle of Britain in 1940.

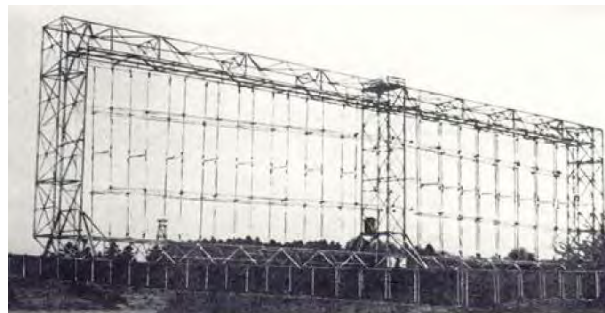


Figura 1.3: The Knickebein Radar antenna

The war precipitated research to find a better resolution, more portability and more features for the radar, navigation systems as complementary as «Oboe» (British aerial bombardments orientation system). A clear example of the influence of the war is the *Knickebein* system (figure 1.3), it used the signals of two transmitters whose beams sent signals in Morse code, one in the form of points and other stripes. When the plane passed through the intersection of the two beams a continuous tone is heard [3].

In 1930 it was used in the civilian aircraft such as assistance in the night landing and in bad weather when the visual landing was impossible or very difficult. In 1940 with the war it shifted to serve to ensure the accuracy of the bombing raids on Britain.

Although the development of the radar was promoted by the needs of the war, there was also the interest to use radar systems anti-collision. For example after the sinking of the Titanic afterward colliding with an iceberg in 1912, there was much interest in ways to avoid that this occurs again.

After the passage of the war, many of the advances in technology for military purposes were to be made available to the civilian population, in the case of the radar systems are favored an enormous and rapid expansion of civil aviation, benefiting from the systems designed for navigation and air traffic control. This led to a revolution in the means used for travel, for example, in the crossings of the Atlantic.

## 1.2. TFG motivation

The purpose of this Bachelor Thesis is the study, design, optimization, construction and subsequent analysis of a beamforming network for a monopulse antenna in the ISM band of 2.45 GHz. The network will be designed in microstrip technology and is intended to be integrated into a future design of a continuous-wave monopulse radar with linear frequency modulation for short-range detection.

The BFN will be used in conjunction with the antenna array designed by Pablo Garrido [4] which comprises four patch elements, it is a model already built to keep in mind the limitations that this entails, both in size and performance. The design will be as compact as possible, trying to efficiently combine an optimized use of space without affecting the performance of the circuit. As a starting point for achieving these objectives is studied a radar model described in [5].

## 1.3. Structure of the document

The report consists of five sections:

- The key concepts of radar, pulse-wave radar both continuous wave radar will be introduced in the first section. The properties of the microstrip transmission lines that are those that will be used in the project will also be analyzed. Finally, different models of union lines are scanned for choosing the most suitable one for the desired network.

- In the second block, the antenna design will be treated from the more simple elements such as branches of the network until the couplers hybrids and its subsequent combination to form the beamforming network. All the prototypes will be analyzed in terms of their  $S$  parameters as a most important feature, accompanied by the information that was necessary as the study of the phase, or radiation patterns if it proceeds.

As the complexity of the designs increases different programs are used to obtain simulations and more realistic models with the idea of minimizing the number of manufactured prototypes. In the CST-Microwave Studio program will realize simulations in different domains (time domain and frequency domain) to cross validate the results.

In certain cases will be the AWR Microwave Office software not only as a tool for simulation of transmission lines, but as a software representation, since it allows you to load data files to generate graphs from them.

- The third section is oriented to the network manufacturing and its characterization. Measures of its parameters will be made and will be compared with the results obtained in simulations, thus seeing the aspects that vary. It will measure both the beamforming network to verify correct operation, as the network in conjunction with the antenna to verify it is compatibility with this.
- Next there will be exhibited the conclusions of the project and the future research lines. We will analyze the results obtained with regard to the objectives set at the start, highlighting things to improve so as to avoid

possible errors to continue with the design of the radar, or as a reference to cases of the same area of the beamforming networks.

- Finally there will be an economic study with a planning and a budget for the cost of the project, with both the pre-work as with the construction of the network. Also included in this section regulatory details around powers of radiation and electromagnetic fields in the area of radar technologies in the ISM band.

## Capítulo 2

# Estado del arte de los sistemas radar

Desde los primeros modelos hasta el día de hoy se ha llevado a cabo una constante evolución en los sistemas radar, en la actualidad existen diferentes tipos con características distintas (frecuencia de trabajo, número de antenas, tipo de señal transmitida, etc.) según cual sea el objetivo que se pretende alcanzar, algunos de los más relevantes los presentamos a continuación [1].

Según el tipo de señal que se transmite:

- Radar de Onda Pulsada: El radar de pulsos envía señales en ráfagas muy cortas pero de una potencia muy elevada. Para poder determinar la distancia el radar de pulsos mide el tiempo que la señal tarda en alcanzar el objetivo y volver al receptor. A partir de este tiempo y la velocidad de propagación de una onda electromagnética se calcula la distancia.
- Radar de Onda Continua: utilizan señales sinusoidales continuas. Se basan principalmente en el efecto Doppler. La señal de «eco» recibida varía su frecuencia respecto a la transmitida, sabiendo las frecuencias de ambas señales se puede calcular la velocidad (radial) fácilmente. En este tipo de radares no es posible medir la distancia al blanco.
- Radar de Onda Continua con modulación: es un caso similar al anterior, pero a la señal senoidal continua se le aplica una modulación (en fase o frecuencia) que «marca» a la portadora para poder averiguar el momento en que se transmitió la señal correspondiente a la respuesta recibida y calcular la distancia.

Según el número de antenas podemos encontrar varias opciones:

- Monoestático: las señales se envían y se recibe la respuesta en la misma antena.
- Biestático: se utiliza un transmisor y un receptor separados, que pueden estar alejados.
- Multiestático: Cuando la señal se refleja en un blanco se propaga en todas direcciones, con este modelo se combina la información recibida por varias antenas.

Existen más clasificaciones respecto a otras categorías (como el tamaño de la antena o su finalidad), pero aquí se presentan las más relevantes tanto a nivel global como del proyecto.

Actualmente los sistemas radar están presentes en casi todos los ámbitos, algunos de los casos más relevantes son los siguientes [1]:

Aplicaciones civiles:

- Vigilancia aeroportuaria
- Navegación marítima
- Radar meteorológico
- Altimetría
- Aterrizaje de aviones

- Alarmas de seguridad
- Controles de velocidad en carretera
- Cartografía geográfica

Aplicaciones militares:

- Navegación aérea y marítima
- Detección y seguimiento de aeronaves, misiles y naves espaciales
- Guiado de misiles
- Control de fuego de misiles y artillería
- Reconocimiento

Aplicaciones científicas:

- Astronomía
- Cartografía e imágenes
- Medidas de precisión de las distancias
- La teledetección del medio ambiente y los recursos naturales

Los sistemas radar son una tecnología muy importante y que está en constante evolución, presentes en muchos aspectos de la sociedad. Destacan por encima del resto sus aplicaciones militares. La Unión Europea o países como EE.UU. o Japón están a la cabeza de la innovación e inversión haciendo avances muy importantes en los sistemas radar.

## Capítulo 3

# Estudio previo

En este capítulo se explicará de manera más detallada el radar monopulso, así como los principales parámetros de los radares (ecuación radar, atenuación, frecuencia Doppler). Además se introduce la tecnología microstrip que es la base de la red de formación de haz, se establecerán unos objetivos para el diseño y se comenzará el análisis con el modelo de unión de líneas más adecuado para este trabajo.

### 3.1. Radar monopulso por comparación de fase

Existen dos tipos de radar monopulso, el de comparación de amplitud (se calculan las señales necesarias con dos antenas ligeramente descentradas que se suman y se restan) y el de comparación de fase que es el que se desea implementar. Su característica principal es que puede determinar la posición de un blanco o acimut de cada señal eco (o respuesta) recibida sin necesidad de realizar un barrido con la antena para determinar el ángulo de llegada.

Para conseguir estos resultados es necesaria la intervención de dos señales [6]:

- La señal suma o  $\Sigma$ , (figura 3.1 (3)) es la señal empleada en la transmisión y la recepción, se emite por los diferentes elementos de la antena (o antenas) con las mismas características.
- Señal diferencia o  $\Delta$ , (figura 3.1 (2)) únicamente se utiliza en la recepción y sirve para obtener la magnitud del error de ángulo [7].

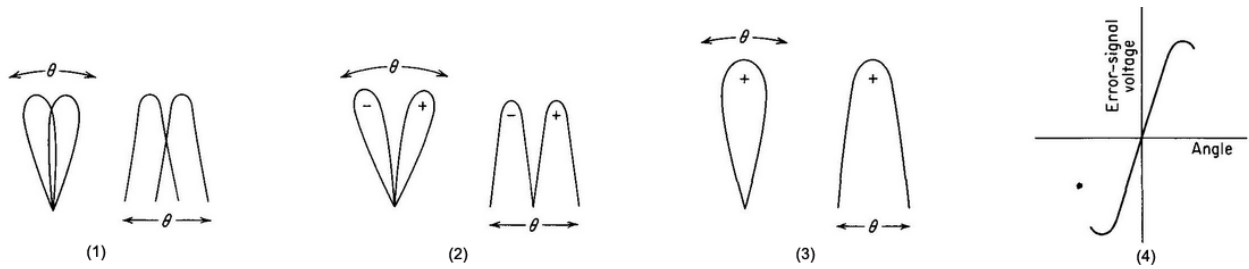


Figura 3.1: (1) Señales combinadas, (2) Señal diferencia, (3) Señal suma, (4) Error (producto de la señales)

El ángulo entre el eje de la antena o de apuntamiento y la dirección del blanco se denomina OBA (Off-Boresight Angle) y se representa como  $\Delta\vartheta$ . Cuando se da el caso donde la dirección de apuntamiento de la antena es la misma que la de la señal de eco recibida ( $\Delta\vartheta = 0$ ) ambas señales estarán en fase, se produce un máximo en la señal suma y un mínimo en la señal diferencia para dicha dirección.

Para la obtención de las señales suma y diferencia es necesario el uso de un elemento que permita desfasar ambas señales  $180^\circ$  obteniendo así ese efecto de anulación en la señal  $\Delta$  cuando la señal  $\Sigma$  tiene un máximo de radiación. En este caso se opta por un acoplador híbrido  $180^\circ$ , obteniendo el siguiente diagrama de bloques para el radar completo:

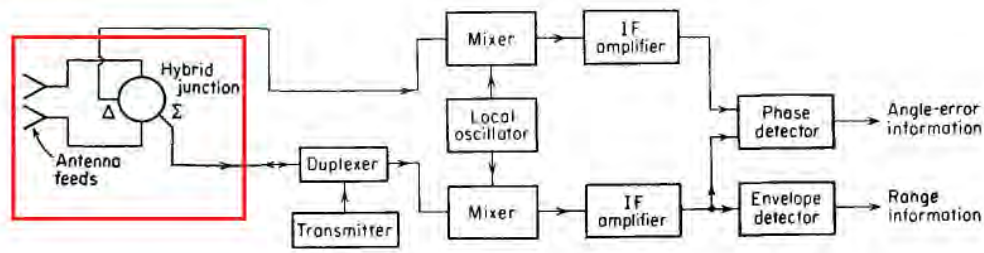


Figura 3.2: Diagrama de bloques para el radar monopulso por comparación de fases

En la figura 3.2 la zona marcada en rojo será la que se diseñe y construya en este TFG. Será la parte encargada de recoger las señales captadas por los cuatro parches de la antenna (divididos en dos ramas) y mediante la combinación de las señales de las dos ramas en el acoplador híbrido obtener las señales  $\Sigma$  y  $\Delta$  que permiten calcular el OBA.

Las señales suma y diferencia recibidas se amplifican por separado y se combinan en un detector monopulso que proporciona un voltaje de salida proporcional al cociente Delta/Sigma y al OBA según una curva que se puede calibrar. En función de la curva de calibración del detector monopulso se obtiene la posición del blanco [1].

### 3.1.1. Distancia del blanco

Para completar los conceptos de los radares se describirán a continuación las técnicas básicas para la extracción de la distancia, la potencia recibida y la velocidad radial (doppler).

La manera de determinar la distancia a la que se encuentra el objeto es a partir del tiempo que tarda el pulso enviado en rebotar y volver al radar ( $\Delta t$ ), ya que la energía electromagnética se propaga a la velocidad de la luz, en el vacío la distancia del blanco queda representada como:

$$R = \frac{c \times \Delta t}{2} \quad (3.1)$$

Se divide entre dos ya que el tiempo  $\Delta t$  tiene en cuenta el trayecto de ida y de vuelta.

Una vez se ha emitido el pulso hay que dejar cierto tiempo a la escucha para recibir la señal de «eco» antes de enviar el siguiente pulso. Si la frecuencia de transmisión de pulsos es demasiado alta, puede ocurrir que se reciba la respuesta de un pulso enviado anteriormente cuando ya se ha enviado el siguiente, originando un error. Estos ecos que llegan cuando se ha transmitido otra pulso se denominan *second-time-around* [1].

La distancia límite con el objetivo a partir de la cual los ecos se reciben como *second-time-around* se llama *maximum unambiguous range* y se denota:

$$R_{unamb} = \frac{c}{2f_r} \quad (3.2)$$

Donde  $f_r$  es la frecuencia con la que se transmiten los pulsos.

### 3.1.2. Potencia recibida

Para obtener la potencia recibida en la antenna receptora debemos usar la forma simple de la ecuación radar.

$$S_r = \frac{P_{tx} \times G_{tx} \times \sigma \times A_e}{4\pi^2 \times R^4} \quad (3.3)$$

Donde:

- $P_{tx}$ : Potencia transmitida

- $G_{tx}$ : Ganancia de transmisión de la antena
- $G_{rx}$ : Ganancia de recepción de la antena
- $\sigma$ : Sección radar
- $\lambda$ : Longitud de onda
- $R$ : Distancia al objetivo

La sección radar  $\sigma$  es un factor determinante en la potencia de la señal de «eco». Tiene unidades de área, de tal forma que al multiplicarse por la densidad de radiación, se obtiene la cantidad de potencia rerradiada por el objeto en la dirección de vuelta al radar. Sigma depende de cada objeto iluminado.

Cabe destacar el factor  $R^4$  que aparece en el divisor, y que nos indica una disminución muy elevada de la potencia recibida a medida que aumenta la distancia. Sustituimos la apertura efectiva  $A_e = \frac{\lambda^2 \times G_{rx}}{4\pi}$  en la ecuación (3.3) para dejar la fórmula en función de la ganancia de la antena receptora y la longitud de onda, obteniendo la ecuación (3.4). Sustituimos con los valores típicos del radar del MIT [5] mencionado anteriormente para comprobar las características:

$$P_r = \frac{P_{tx} \times G_{tx} \times G_{rx} \times \lambda^2 \times \sigma}{(4\pi^3) \times R^4} \quad (3.4)$$

<i>Frecuencia<sub>tx</sub></i>	2.45 GHz
$P_{tx}$	100 mW
$G_{tx}$	12 dB
$G_{rx}$	5 dB
$\sigma$	$10^{-2} m^2$
$\lambda$	0.122 m
R	100 m

Tabla 3.1: Valores de la ecuación radar

El resultado obtenido es una señal que rebota en el blanco y llega a la antena receptora con una potencia de **-114 dBm**, un valor que sirve de referencia para tomar contacto con los sistemas radar, y que parecer bajo para una distancia relativamente corta.

### 3.1.3. Distancia máxima

Además de la potencia recibida, podemos obtener el rango máximo o distancia a la que un objeto puede ser detectado,  $R_{max}$ . Esto ocurre cuando la potencia recibida del eco de la señal  $P_r$  coincide con el valor de la señal mínima detectable,  $S_{min}$  que es función del ruido del receptor y de la calidad que deseamos en la señal recibida.

$$R_{max} = \left[ \frac{P_{tx} \times G_{tx} \times G_{rx} \times \lambda^2 \times \sigma}{(4\pi^3) \times S_{min}} \right]^{1/4} \quad (3.5)$$

## 3.2. Frecuencia Doppler

La señal transmitida por el radar tiene una frecuencia de 2.45 GHz, cuando esta señal alcanza algún blanco en movimiento se refleja parte de la señal con una frecuencia distinta. A la variación de frecuencia entre ambas señales (la transmitida y la recibida) se la conoce como frecuencia doppler (3.6) y es la principal fuente para conocer la velocidad radial de los blancos.



Si el blanco se acerca a la antena transmisora/receptora la frecuencia de la señal de «eco» será mayor que la transmitida, y si se aleja la frecuencia de la señal «eco» será menor.

$$f_d = \frac{2v_r \times f_0}{c} \quad (3.6)$$

Utilizando la ecuación 3.6 calculamos distintos valores de la frecuencia doppler para varias velocidades en la tabla 3.2:

20 Km/h	90.74 Hz
40 Km/h	181.49 Hz
120 Km/h	544.4 Hz

Tabla 3.2: Relación Velocidad - Frecuencia Doppler

Podemos observar en la tabla 3.2 que para velocidades relativamente bajas como 20 ó 40 Km/h las diferencias entre las frecuencias de las señales transmitidas y recibidas son muy pequeñas. Obtener estos valores tan pequeños añade una dificultad a la hora de calcular la velocidad, ya que un ligero error o desviación en la frecuencia no permitirá obtener las velocidades que corresponden.

Por lo tanto es importante conocer los diferentes aspectos que pueden influir (calibrado del dispositivo, ruido introducido o posibles blancos estáticos) para saber a partir de que velocidades obtenemos resultados certeros, como por ejemplo para velocidades de 120 Km/h donde la frecuencia doppler está alrededor de los 540 Hz y una desviación mínima de la frecuencia afectará en menor medida facilitando el cálculo de la velocidad radial.

### 3.3. Tecnología microstrip

Para la implementación de la red de *beamforming* se utilizará la tecnología microstrip, a continuación se expondrán sus características principales.

La línea microstrip es uno de los más populares tipos de líneas de transmisión planas principalmente porque puede ser fabricado mediante procesos de fotograbado y se integra de manera sencilla con los dispositivos de microondas tanto activos como pasivos. En la figura 3.3 se puede apreciar su forma:

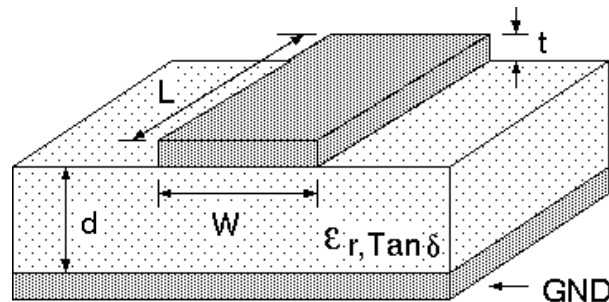


Figura 3.3: Ejemplo de línea microstrip

En la tabla 3.3 encontramos sus parámetros.

Algunas de las principales características por las que se decide usar esta tecnología para la construcción de la red son su bajo perfil, su fabricación es sencilla y barata, son ligeras y ocupan poco volumen, además de ser mecánicamente robustas al ser montadas en superficies rígidas. Por contra cabe destacar su limitación en potencia y que la radiación de los bordes puede afectar a los parámetros de la red. De manera global las soluciones que ofrece son mucho mayores que los problemas que podemos encontrar.

A diferencia de la tecnología stripline, donde todos los campos se encuentran en una región de dieléctrico homogénea, la tecnología microstrip tiene la mayoría de sus líneas de campo en el dieléctrico entre la línea y el plano de

$\epsilon_r$	Permitividad relativa
$\tan \delta$	Tangente de pérdidas
$W$	Ancho de la línea microstrip
$t$	Espesor de la línea microstrip
$L$	Longitud de la línea microstrip
$d$	Espesor del sustrato
GND	Espesor del plano de masa

Tabla 3.3: Parámetros microstrip

masa, pero también tiene algunas de sus líneas de campo en el aire por encima del sustrato como se puede observar en la figura 3.4.

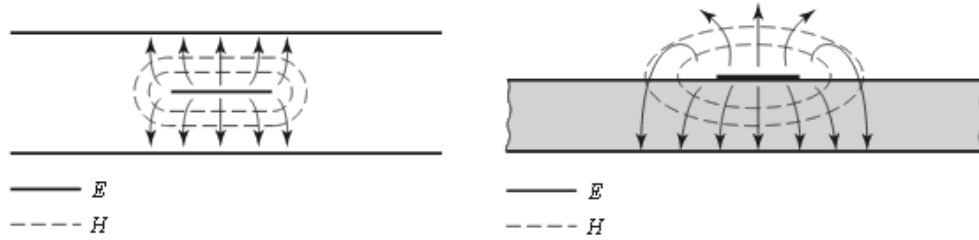


Figura 3.4: Líneas de campo eléctrico y magnético en tecnología stripline (izquierda) y microstrip (derecha)

Por esta razón la tecnología microstrip no puede soportar un modo TEM puro, ya que la velocidad de fase de los campos TEM en la región dieléctrica sería  $\frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ , mientras que la velocidad de fase de los campos en el aire sería  $c$ . Por lo que es imposible que se cumpla una condición de coincidencia de fases en el cambio aire-dieléctrico. Debido a este cambio abrupto entre materiales la distribución de campos las líneas microstrip se denomina quasi-TEM [8]. Debido a esto la velocidad de fase (3.7) y la constante de propagación (3.8) se expresan como:

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (3.7)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (3.8)$$

El término  $\epsilon_e$  hace referencia a la constante dieléctrica efectiva de la línea microstrip, que debe cumplir la condición  $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$  y como se describe en la ecuación 3.9 depende de los valores de la constante dieléctrica del sustrato, su espesor, el ancho de la línea microstrip y la frecuencia de trabajo:

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12d/W}} \quad (3.9)$$

La constante dieléctrica efectiva puede interpretarse como la constante dieléctrica de un medio homogéneo que sustituiría al dieléctrico y el aire que rodean la línea microstrip.

Si conocemos las dimensiones que caracterizan la línea microstrip se puede calcular su impedancia característica o  $Z_0$  como:

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{for } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/d + 1.393 + 0.667 \ln(W/d + 1.444)]} & \text{for } W/d \geq 1 \end{cases}$$

Figura 3.5: Fórmula de la impedancia característica

Si por el contrario conocemos la impedancia característica  $Z_0$  y la constante dieléctrica  $\epsilon_r$ , podemos averiguar la relación ancho de la línea-altura del sustrato ( $\frac{W}{d}$ ) con las siguientes fórmulas:

$$\frac{W}{d} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A}-2} & \text{for } W/d < 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B-1) + \frac{\epsilon_r-1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{for } W/d > 2 \end{cases}$$

$$\text{for } W/d < 2 \quad A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r+1}{2}} + \frac{\epsilon_r-1}{\epsilon_r+1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)$$

$$\text{for } W/d > 2 \quad B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Figura 3.6: Fórmula para obtener  $Wd$

En caso de no necesitar un valor preciso y ser válida una aproximación puede usarse la tabla de la figura 3.7 que nos permite obtener los parámetros anteriores rápidamente.

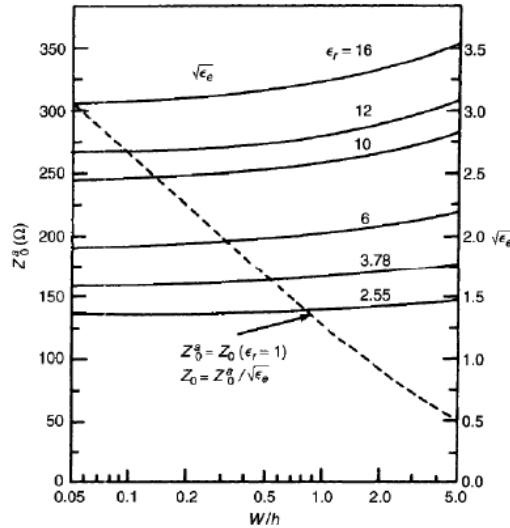


Figura 3.7:  $Z_0$  y  $\epsilon_e$  de la línea microstrip en función del ancho ( $W$ ) y la altura del sustrato ( $h$  en este caso)

En nuestro caso al emplear el software AWR-Microwave Office utilizaremos la herramienta TXLINE 2003 (figura 3.8), que nos permite calcular los parámetros de la línea microstrip de forma sencilla. Utilizando los valores preestablecidos de la frecuencia, la altura del sustrato,  $\epsilon_r$  y  $Z_0$  nos permite obtener el ancho de la línea de manera instantánea (o cualquier otro necesario).

### 3.4. Objetivos

Una vez se han definido los conceptos básicos se procede a establecer una serie de criterios a tener en cuenta durante todo el trabajo y que servirán como marco de referencia.

Como se mencionaba al inicio la red se construye para una antena ya existente formada por un array de cuatro elementos (parches), al tratarse de un modelo ya construido hay que tener en cuenta las limitaciones que esto supone, tanto en tamaño como en prestaciones.

La frecuencia central será de 2.45 GHz y se pretende obtener un ancho de banda relativo del 4 % (ecuación 3.10), es decir, una banda de funcionamiento entre 2.4 GHz y 2.5 GHz que se corresponde con la banda de 2.45GHz de emisión libre para aplicaciones industriales, científicas y médicas (ISM).

Para este rango de frecuencias la adaptación o potencia reflejada de los puertos debe ser inferior a -10 dB para considerarse adaptado. La potencia que se transmite entre puertos de manera no deseada (acoplos), debe tener el valor mínimo posible, buscando alcanzar del orden de -20 dB en las situaciones que sea posible para mantener el aislamiento entre dichos puertos.

$$BW_r = \frac{f_2 - f_1}{f_0} \quad (3.10)$$

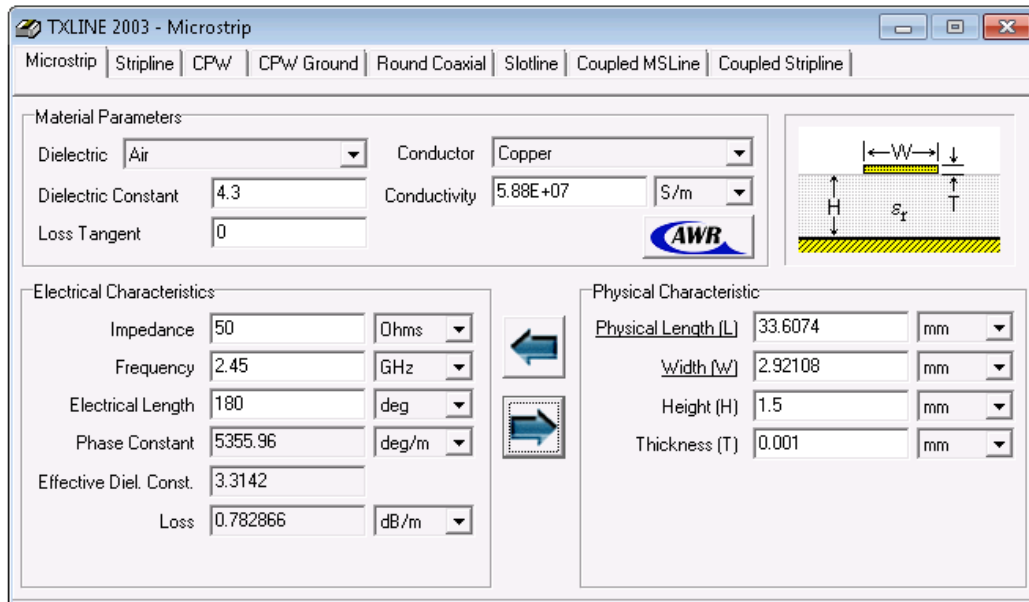


Figura 3.8: Cálculo de los parámetros de la línea microstrip con TXLINE

Valores de la ecuación 3.10.

- $BW_r$ : Ancho de banda relativo (4 %)
- $f_2$ : Frecuencia superior de la banda (2.5 GHz)
- $f_1$ : Frecuencia inferior de la banda (2.4 GHz)
- $f_0$ : Frecuencia central (2.45 GHz)

Para alcanzar estos propósitos se analizarán distintas alternativas en el tipo de unión de las líneas, así como su longitud o ancho. Además se probarán distintos diseños de acopladores híbridos que mejoren el resultado y lo hagan más compacto. En pos de un resultado lo más fiel posible con la realidad se realizarán simulaciones en varios programas. Desde los elementos básicos con Qucs [9], las líneas de transmisión y representación de las gráficas necesarias con AWR-Microwave Office [10], hasta la red de manera conjunta con la antena en CST-Microwave Studio [11].

Con todo este trabajo previo de simulación unido al empleo de materiales de bajo coste en su construcción, se pretende obtener una red de formación de haz lo más eficiente posible, tanto a nivel de prestaciones como a nivel económico que sirva como solución a la red del radar monopulso.

### 3.5. Modelo de unión de líneas

En la figura 3.2 se mostraba el diagrama de bloques del radar que se pretende construir, y en rojo está la parte que hay que diseñar. Analizando la imagen el primer punto importante que debe tratarse es la alimentación de la antena. Esta antena esta formada por un array con cuatro parches microstrip [4], tiene doble polarización lineal (con ocho puertos) pero únicamente se utiliza una de las polarizaciones (cuatro puertos) como se indica en la figura 3.9. En rojo están marcados los puertos que se utilizarán de la antena (con la misma polarización).

En la figura 3.10 se puede apreciar un esbozo de como quedarían la antena (a) junto con la red de formación de haz (b), que tiene marcada en rojo la unión de líneas para la alimentación de la antena (con los puertos que se conectarán numerados).

La elección del tipo de uniones en las líneas que alimentan la antena es un punto crucial para realizar un correcto diseño, ya que condicionará toda la red a través del nivel de pérdidas de transmisión de los puertos así como los

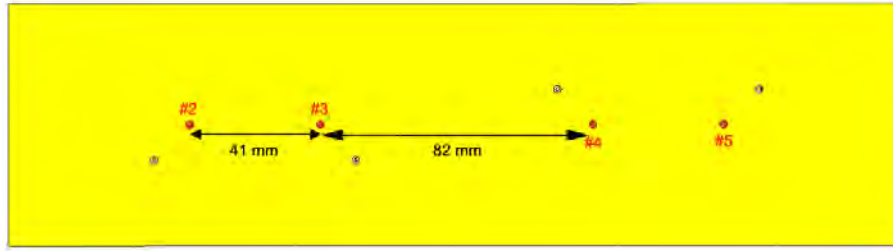


Figura 3.9: Vista de los puertos de la antena

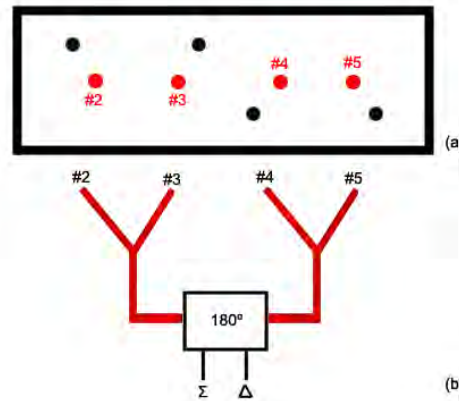


Figura 3.10: (a) representación de los puertos de la antena, (b) ejemplo del aspecto de la red.

acoplos que se producen. En este caso analizaremos tres modelos distintos: con divisores de potencia Wilkinson, en serie y en forma de T. Para este estudio se tiene en cuenta una de las ramas (la que une los puertos #2 y #3 con el híbrido por ejemplo), ya que ambas serán iguales.

Para el análisis de este apartado se emplea el programa Quite Universal Circuit Simulator (Qucs), herramienta que permite diseñar circuitos integrados de forma esquemática para comprobar su rendimiento y calcular las propiedades eléctricas de distintas líneas de transmisión. El procedimiento será crear la red, representar la potencia reflejada o adaptación, la potencia acoplada entre los puertos #2 y #3 y la atenuación de la potencia transmitida entre estos puertos y el #1.

### 3.5.1. Red Wilkinson

El divisor Wilkinson tiene las siguientes características:

- Se trata de un elemento con pérdidas, debido a la resistencia que incluye y que disipa potencia.
- Sus puertos están completamente adaptados.
- Los puertos de salida están aislados entre sí evitando los acoplos.
- Cuando está adaptado evita la disipación de potencia ya que se fuerza a que no circule energía por dicha resistencia.

Cuenta con líneas de transmisión de longitud  $\lambda/4$  e impedancia  $\sqrt{2} \times 50$  (tomando  $Z_0 = 50\Omega$ ), además de una resistencia de  $2 \times Z_0$  es decir,  $100\Omega$  para aislar las ramas entre las cuales se divide la potencia. Queda reflejado en la figura 3.11 y se representan sus parámetros en la figura 3.12.

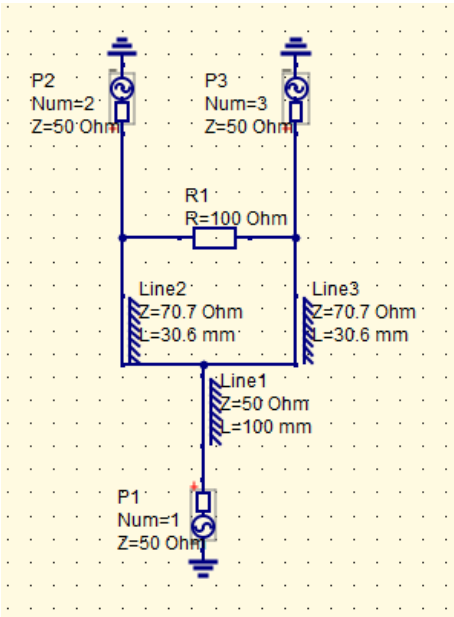


Figura 3.11: Circuito red Wilkinson

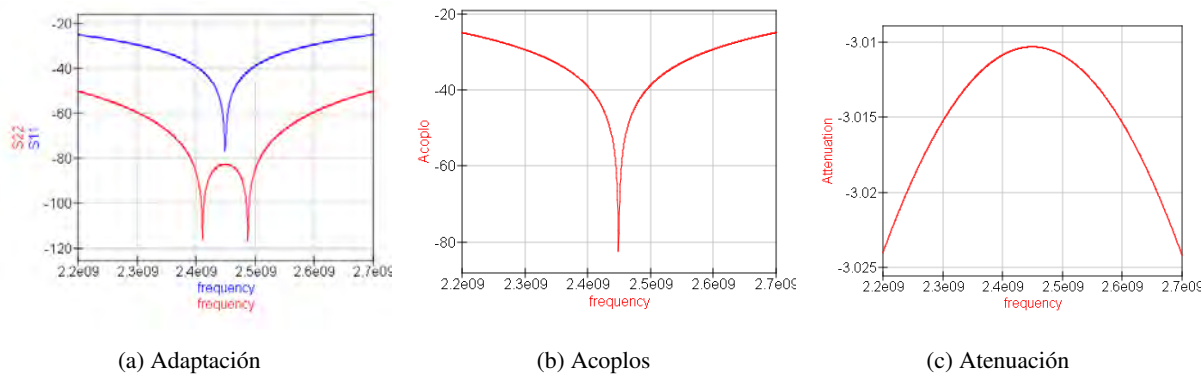


Figura 3.12: Parámetros de la red Wilkinson

### Adaptación

Un factor importante a la hora de comprobar la validez del circuito propuesto es la adaptación que se consigue en los puertos (parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{22}$  y  $S_{33}$ ), lo que significa que la señal incidente no se vea reflejada. Para este caso y en una banda de 100 Mhz alrededor de la frecuencia de transmisión ( $f_0 = 2.45$  Ghz) podemos apreciar en la figura 3.12a que el parámetro  $S_{11}$  alcanza valores de adaptación de -80 dB, y para los parámetros  $S_{22}$  y  $S_{33}$  (sólo se representa uno de ellos ya que son idénticos por simetría) los valores están por debajo de -40 dB, obteniendo una adaptación excelente en todos sus puertos.

### Acoplos

Además de la potencia reflejada debemos asegurarnos de que la potencia transmitida por un puerto de la antena no interfiere con los demás. En la figura 3.12b apreciamos que para el parámetro  $S_{23}$  y a la frecuencia deseada obtenemos valores inferiores a -38 dB, por lo tanto se cumple la característica inicial de que los puertos de salida están aislados.

### Atenuación

Por último analizamos la atenuación que se produce en la señal cuando esta viaja de un extremo al otro de la red. Podemos observar en la figura 3.12c que el valor ronda los -3 dB en la banda de frecuencia de estudio, esto significa que se atenúa un 50 % la potencia de la señal. Se debe a la división de la potencia entre los otros dos puertos en el caso de que la señal incida en el puerto #1. Si la señal incidente se encuentra en el puerto #2 o #3 la potencia se repartirá entre el puerto #1 y la resistencia de la misma manera.

#### 3.5.2. Red Serie

La red serie sea quizá el modelo menos común de los tres planteados y está caracterizada principalmente por ser una unión no disipativa, por lo que no puede estar completamente adaptada. Con el modelo en serie agruparíamos los 4 elementos del array de antenas por parejas, quedando 2 ramas de la misma manera que en los otros casos para facilitar la obtención de las señales suma y diferencia.

Para adaptar las 2 antenas en serie necesitamos un tramo de línea de impedancia  $Z_0/2\Omega$  para compensar el valor de las antenas en paralelo. Las señales procedentes de las ramas se sumarán y se utilizará un adaptador  $\lambda/4$  formado por una línea de  $25\Omega$  para adaptarlo con el puerto #1 como en la figura 3.13.

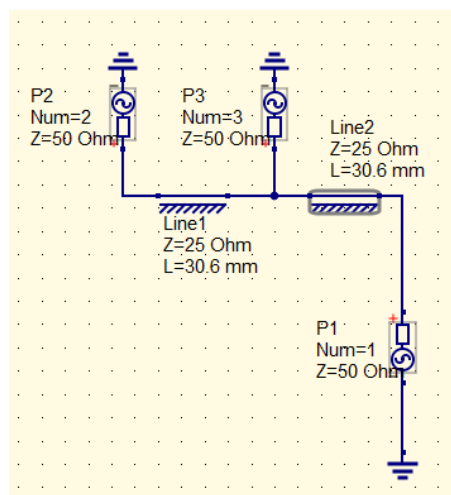


Figura 3.13: Circuito red serie

En la figura 3.14 podemos apreciar sus características.

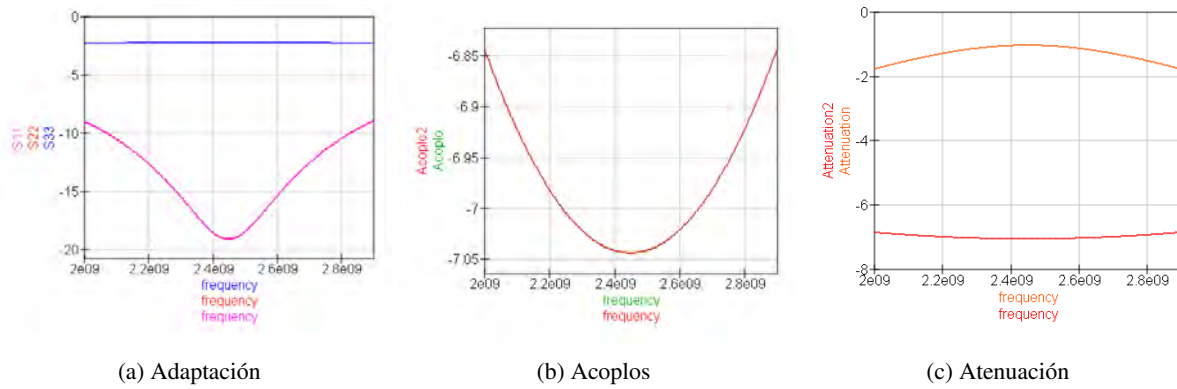


Figura 3.14: Parámetros de la red en serie

### Adaptación

La adaptación en el puerto #1 (parámetro  $S_{11}$ ) aparece en la figura 3.14a y observamos que se encuentra por debajo de -18 dB en la banda de interés, superando los -10 dB de adaptación necesarios, debido a la simetría ocurre lo mismo para el parámetro  $S_{22}$ . En cambio la reflexión según el  $S_{33}$  para ese puerto es muy elevada, -3 dB, es decir la mitad de la potencia que le llega se ve reflejada.

### Acoplos

Para los acoplos entre los puertos #2 y #3 nos encontramos en la figura 3.14b con valores de -7 dB, no es un dato tan bueno en comparación con el Wilkinson que rondaba los -40 dB, pero sí aceptable.

### Atenuación

En el caso de la atenuación la gráfica 3.14c muestra valores muy distintos al caso anterior, al no ser una red completamente simétrica donde se divide la potencia equitativamente los valores varían según el puerto. La atenuación entre los puertos #1 y #2 es de -1 dB aproximadamente, un valor muy bueno. Mientras que por otra parte entre los puertos #1 y #3 el resultado es peor, de -7 dB, debido entre otras causas a la mala adaptación del puerto #3.

### 3.5.3. Red en T

La última red de alimentación que analizaremos será la red en T, como en el caso de la red en serie al ser una unión de tres líneas no disipativa no puede estar completamente adaptada [12]. Además una unión en «T» no disipativa ni degenerada sólo puede estar adaptada desde una de sus guías, por lo tanto podemos esperar resultados en los que la adaptación de dos de los puertos no será buena, así que intentaremos adaptar el puerto #1.

En la red en «T» los elementos están conectados únicamente con tres tramos de línea en forma de «T». Para adaptarlo debemos tener en cuenta la posición en paralelo de las antenas y las líneas que están conectadas directamente, que nos permiten calcular el valor de la línea «vertical» como  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}}$ . En todos los tramos se utiliza longitud  $\lambda/4$ , obteniendo el resultado en la figura 3.15.

Y su caracterización en la figura 3.16.

### Adaptación

Como vemos en la figura 3.16a, igual que en los casos anteriores el puerto #1 queda adaptado, obtenemos valores de -40 dB en la banda de 100 Mhz alrededor de la frecuencia transmitida. Como se había presupuesto, el parámetro  $S_{22}$  y el  $S_{33}$  (por simetría) no obtienen tan buenos resultados, reflejando el 25 % de la potencia de la señal incidente.



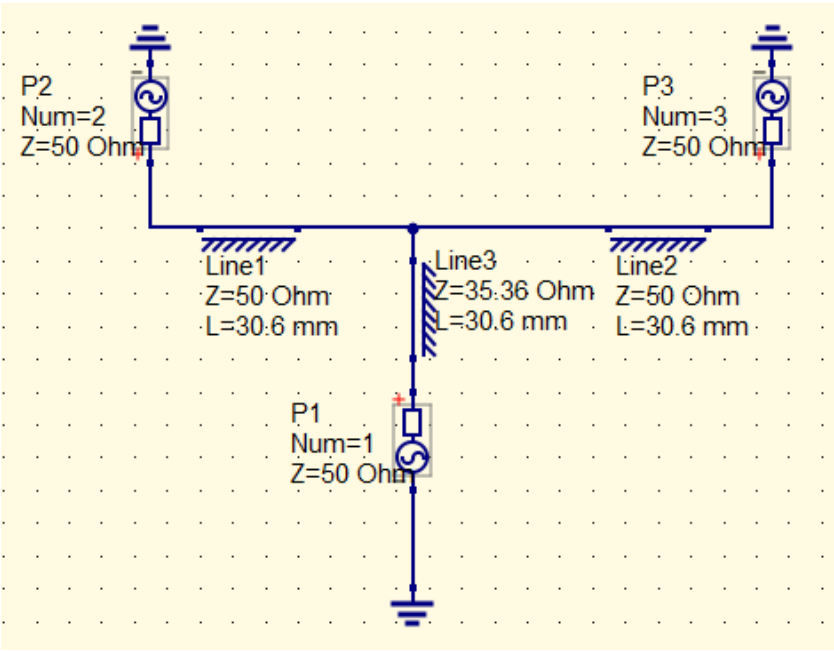


Figura 3.15: Circuito red en T

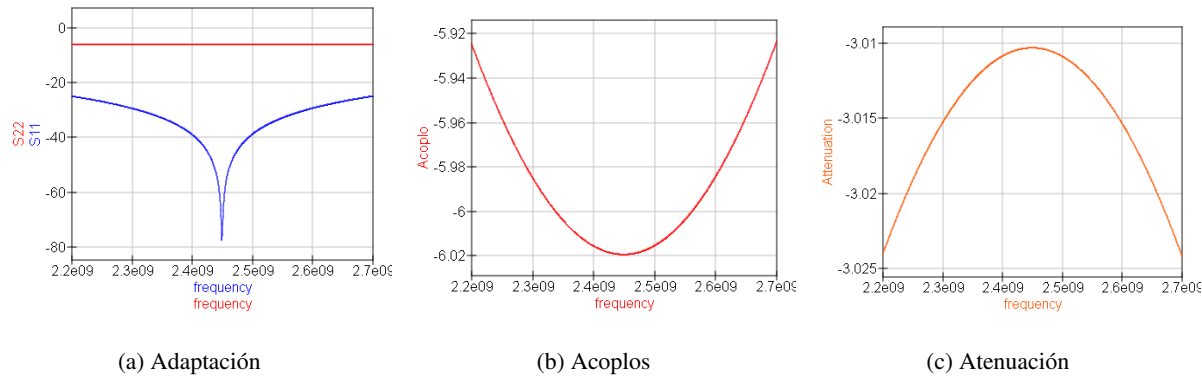


Figura 3.16: Parámetros de la red en T

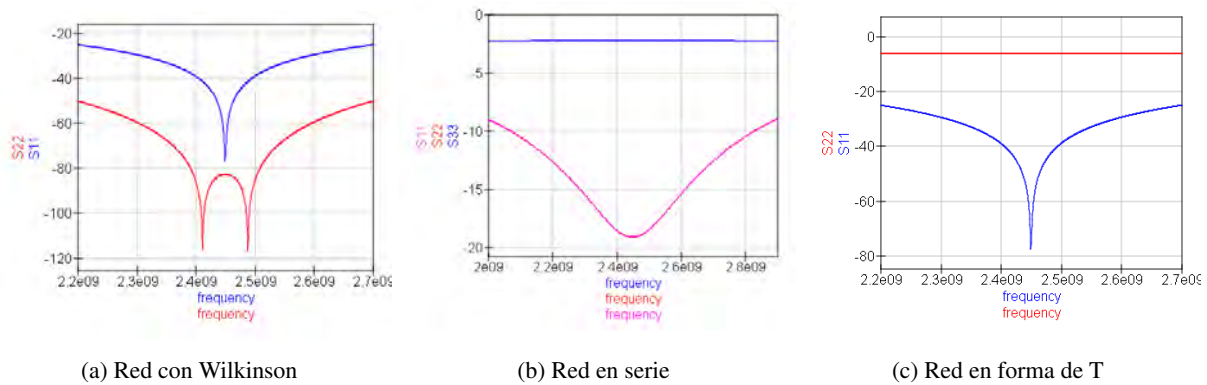


Figura 3.17: Adaptación

### Acoplos

En la figura 3.16b Podemos apreciar el acoplamiento entre los elementos de la misma rama, en este caso el resultado es de aproximadamente -6 dB, una cuarta parte de la potencia incidente se acopla, se trata de un valor similar al obtenido para la red en serie y alejado de los valores del divisor Wilkinson.

### Atenuación

La atenuación viene representada en la figura 3.16c y debido a la simetría se obtiene -3 dB tanto para el parámetro  $S_{12}$  como para el  $S_{13}$ . Es un resultado acorde a los anteriores, ya que si por ejemplo una señal incide sobre el puerto #2 se reflejan -6 dB, se acoplan -6 dB y se transmite con una atenuación de -3 dB, dicho de otra manera se refleja el 25 % de la potencia, se transmite al puerto #3 otro 25 % y el puerto #1 recibe el 50 % restante. Esto se cumple con estos casos ideales, más adelante se realizarán simulaciones más complejas donde aparecerán pérdidas adicionales.

### 3.5.4. Comparación de características

Para finalizar el análisis compararemos de manera gráfica los parámetros analizados de los tres circuitos simultáneamente.

### Adaptación

En la figura 3.17 se muestra la adaptación para los tres casos de unión, de los que podemos concluir:

- Para la red Wilkinson todos los puertos están adaptados de manera excelente, con una reflexión casi inexistente debido a tratarse de una unión de tres líneas con pérdidas.
- La red serie es un modelo de unión de tres líneas sin pérdidas y no simétrico, por lo tanto se pueden adaptar dos de sus puertos ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ) pero el tercero queda desadaptado.
- La red en forma de «T» además de unir tres líneas sin pérdidas es simétrica, por lo tanto únicamente se puede adaptar uno de sus puertos, como refleja el parámetro  $S_{11}$ . Quedando los otros dos desadaptados.

### Potencia Acoplada

Respecto a los acoplos entre los puertos #2 y #3 los resultados obtenidos son los de la figura 3.18 para todos los casos:

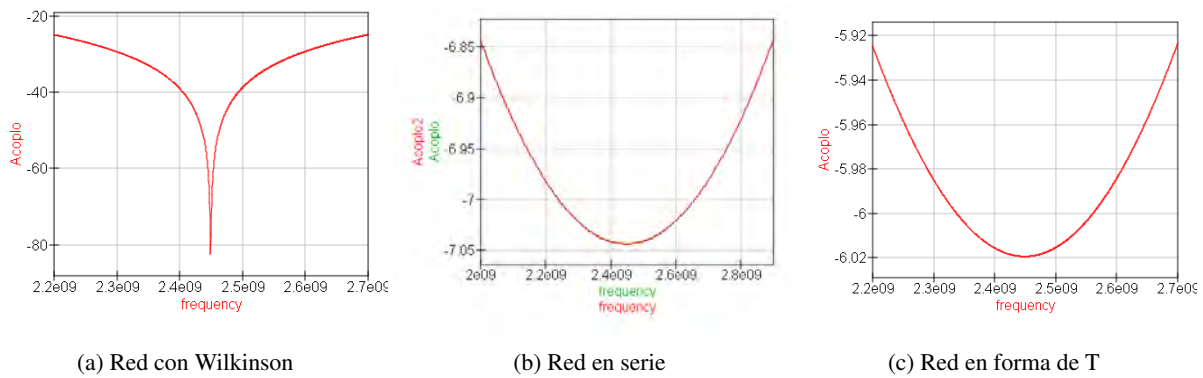


Figura 3.18: Acoplos

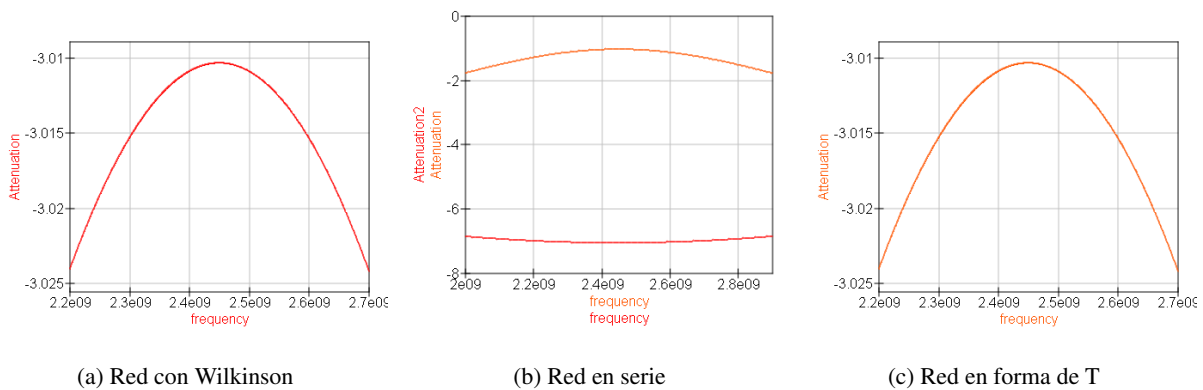


Figura 3.19: Atenuación

- En la red Wilkinson los acoplamientos son imperceptibles ya que los puertos están aislados.
- Con la red en serie no es posible aislar los puertos deseados, obteniendo valores de acoplo elevados (-7dB).
- La red en forma de «T» presenta los mismos problemas a la hora de aislar los puertos que la red en serie, tomando valores de -6 dB.

### Atenuación

Por último queda comparar los valores de atenuación de las señales transmitidas en la figura 3.19 con los siguientes resultados:

- En la red Wilkinson la atenuación está próxima a los -3 dB, lo que significa un reparto de potencia entre los dos puertos de salida.
- Para la red en serie se dan dos casos según el parámetro  $S_{21}$  y el  $S_{31}$ . En el primer caso se obtiene una atenuación de -1 dB, el mejor resultado obtenido con un 80 % de potencia transmitida. Pero en el segundo caso este valor cae a los -7 dB, apenas un 20 % de la potencia de la señal incidente se transmite a su destino.
- Respecto a la red en forma de «T» las características que presenta son idénticas a la de la red Wilkinson, dividiendo la potencia a partes iguales entre los puertos de salida.

### 3.5.5. Conclusiones

Por lo tanto la red Wilkinson es la que presenta las mejores características en todos los casos, pero la necesidad de introducir elementos resistivos que introducen pérdidas para obtener dichos resultados no es el modelo que se

busca ya que añaden un punto elevado de complicación a la hora de realizar tanto el diseño y simulaciones como su implementación.

La red en serie está caracterizada por unos valores de adaptación adecuados para dos de sus puertos y una potencia acoplada asumible. Pero la diferencia en la potencia transmitida dependiendo del puerto es un impedimento, ya que es necesario obtener la misma potencia en ambos puertos para poder calcular de manera sencilla las señales  $\Sigma$  y  $\Delta$ . Por lo que una red con características de simetría sería una opción más idónea.

Llegados a este punto sólo queda la red en forma de T, si bien no ofrece las mayores prestaciones en cuanto a la adaptación de sus puertos (sólo puede adaptar uno) y existe cierta potencia acoplada entre las salidas. Pero esta red cuenta con la mejor relación de potencia transmitida (junto a la red Wilkinson) y tiene una simetría que permite obtener los mismos valores en ambos puertos. Por otro lado no contiene elementos activos que disipen potencia.

Debido a estas características el modelo en forma de «T» se convierte en la mejor opción para realizar el diseño de la red de *beamforming*.

## Capítulo 4

### Diseño

Este bloque estará centrado en el estudio de las diferentes opciones que surgen a medida que avanza el desarrollo de la red. Para cada elemento, como para la propia red, se analizan varias posibilidades de diseño mostrando los resultados obtenidos en cada una y eligiendo la que más se corresponde con las características deseadas.

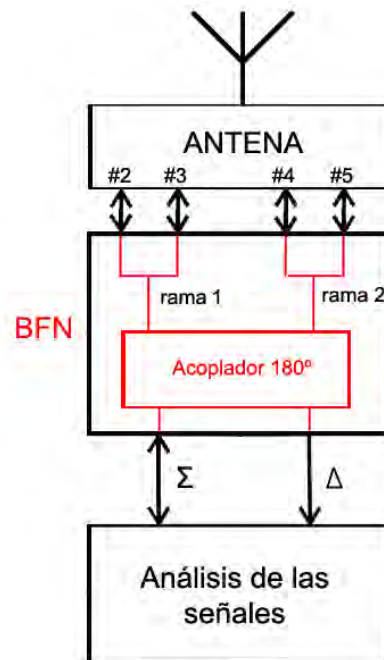


Figura 4.1: Detalle del diagrama de bloques

En la figura 4.1 se muestra el diagrama de bloques simplificado, en rojo están marcadas las dos ramas en forma de «T» y el acoplador híbrido, elementos a diseñar en la red de formación de haz (BFN).

#### 4.1. Diseño de la red en T

Tras elegir la red en forma de «T» como modelo para el diseño hay que recrearla mediante tecnología microstrip con AWR-Microwave Office. Es importante tener en cuenta las limitaciones introducidas por la antena a la que se quiere conectar, como el número de parches o la distancia a la que se encuentran. Por lo tanto necesitaremos una red en forma de «T» con una distancia fija entre los puertos de una rama de 41 mm, que es la distancia entre los puertos de la antena (como medíamos en la figura 3.9). Utilizaremos dos de estas redes para conectar con los cuatro parches, quedando un diseño con dos ramas, las cuales deben estar separadas 82 mm entre sí (entre los puertos más cercanos de cada una) (fig.4.1).

El primer paso es definir los parámetros principales de la línea microstrip que utilizaremos. En la tabla 3.3 encontramos todos, pero de manera inicial sólo se le da valor a algunos en la tabla 4.1 que servirán para todos los diseños que se realicen. Faltan respecto a la primera tabla la longitud y el ancho de las líneas (L y W respectivamente), estos valores son los que se modificarán para obtener el resultado deseado.

$\epsilon_r$	4.3
Tan $\delta$	0
t	0.05 mm
d	1.5 mm
GND	0.5 mm

Tabla 4.1: Parámetros iniciales microstrip

En la figura 4.2 podemos apreciar el resultado, los puertos inferiores están conectados con líneas de  $Z_0 = 50\Omega$  de impedancia (la misma que los puertos) y grosor  $W_1=2.92$  mm (Calculado siempre con TXLINE). El punto de unión de ambas líneas se adapta con una impedancia (línea vertical) de  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35.35\Omega$  y grosor  $W_2=4.97$  mm. Para finalizar se añade otro tramo de impedancia  $Z_0 = 50\Omega$  que sirve para ajustar la adaptación a la frecuencia deseada con gran exactitud.

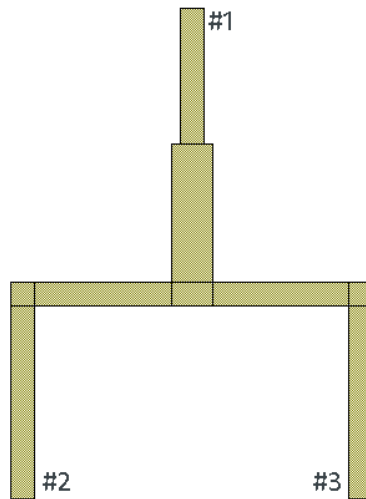


Figura 4.2: Red en T

Una vez está completada la T, hay que ajustar el tamaño de sus componentes para optimizar la adaptación que nos ofrece a la frecuencia deseada. Al dividir las longitudes teóricas de las ramas inferiores en dos tramos de línea (para formar el ángulo de  $90^\circ$  que facilite la implementación) los parámetros varían con respecto a lo calculado teóricamente. En la figura 4.3 se puede apreciar la red en «T» acotada.

Pasamos a valorar los datos obtenidos en la figura 4.4. El primer valor que resalta es la reflexión del puerto #1 (línea azul), donde el parámetro  $S_{11}$  tiene una adaptación de casi -40 dB en la banda de frecuencia deseada y -73.3 dB de pico en la frecuencia central. Estos valores de adaptación cumplen con creces los requisitos preestablecidos.

Contrasta con este resultado la reflexión obtenida para el puerto #2 (idéntica al #3 por simetría) que es de -6 dB, un valor tan alto como los acoplos entre las ramas (entre los puertos #2 y #3). Esto se debe a lo comentado en el estudio previo, una unión de tres líneas simétrica sin pérdidas sólo puede estar adaptada desde uno de sus puertos, y su aislamiento no será bueno.

El factor restante por observar es la atenuación a la salida, tomando como entrada el puerto #1 observamos la señal transmitida hacia en los puertos #2 y #3 (líneas rosa y marrón respectivamente) y vemos que los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{31}$  tienen un valor de -3.05 dB. Es decir, se divide la potencia a partes iguales entre ellos (-3 dB) y se introduce una mínima pérdida de -0.05 dB debida a las líneas.

El resultado de esta red en «T» es bueno, pero con el fin de realizar un modelo más elaborado y facilitar las conexiones con otros elementos se realizan varios cambios que aparecen en la figura 4.5.

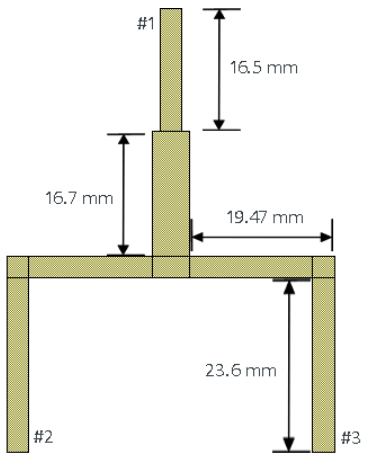


Figura 4.3: Red acotada

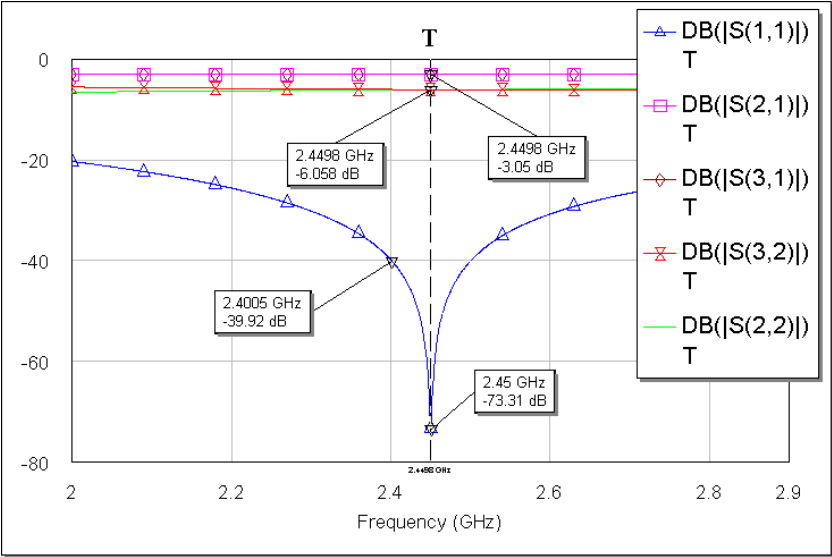


Figura 4.4: Adaptación de la red en T

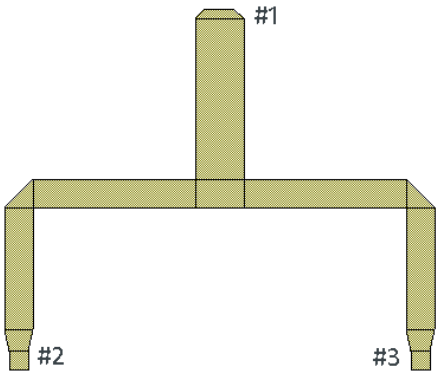


Figura 4.5: Diseño final de la red en T

Empezando por los puertos inferiores se introduce un cuadrado de línea microstrip de  $2 \times 2 \text{ mm}^2$  como medida estándar (se utilizará en todos los puntos terminales del circuito) para reducir el área de conexión y permitir conexiones más precisas con otros elementos.

En las esquinas que forman ángulos de  $90^\circ$  se ha suavizado el modelo, para ello se han sustituido los tramos de línea cuadrados que servían de unión por tramos con forma de chafflán, creando unos giros de la línea de transmisión más fluidos y con más detalles.

El último cambio es el salto brusco que se producía en el grosor de las líneas cuando se pasa de impedancia  $\frac{Z_0}{\sqrt{2}} = 35.35\Omega$  a  $Z_0 = 50\Omega$ . El nuevo tramo nos ofrece un cambio de grosor gradual mediante la variación de su longitud, minimizando la desadaptación por el salto de impedancias.

Una vez se han introducido estos cambios queda ajustar las longitudes de todas las líneas para alcanzar una adaptación centrada en las frecuencias deseadas. Para ello se optimiza el circuito mediante la variación de las longitudes de sus tramos de línea, obteniendo los resultados reflejados en la figura 4.6.

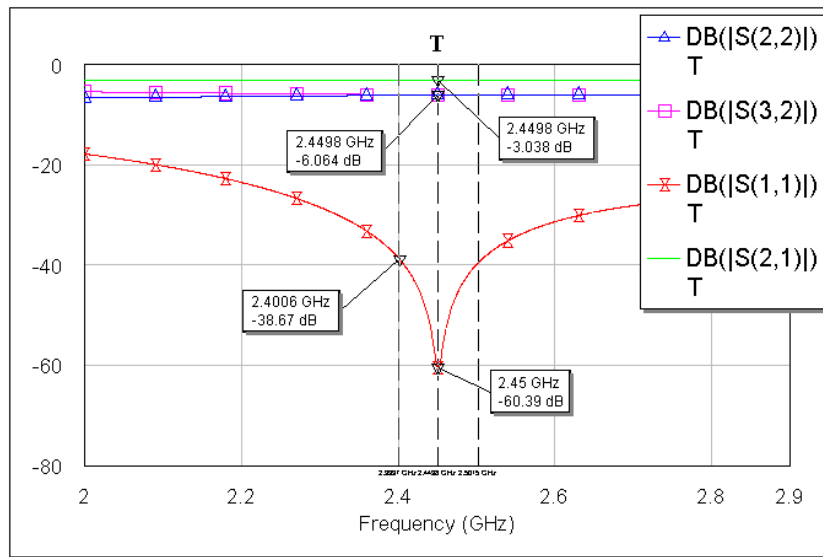


Figura 4.6: Adaptación de la red en «T» definitiva

Comenzando por la adaptación, el parámetro  $S_{11}$  indica que en puerto #1 la potencia reflejada es de -38.6 dB en la banda de frecuencia de interés, con un pico de -60.4 dB en la frecuencia central. Estos valores son ligeramente superiores (en cuanto a potencia reflejada) a los obtenidos anteriormente, pero siempre muy por debajo de los límites establecidos.

La adaptación de los puertos #2 y #3 así como la potencia acoplada entre estos es de -6 dB, no se producen variaciones considerables respecto al resultado del anterior diseño. Por último la potencia transmitida entre la entrada y las salidas (línea verde) se mantiene en los -3 dB de atenuación al dividir de potencia entre ambas salidas. Pero el error inducido por la precisión de las líneas y la adaptación es ligeramente menor, -0.038 dB frente a -0.05 dB, en ambos casos un valor despreciable.

Se comporta casi como el modelo ideal estudiado al inicio, donde la potencia incidente por el puerto #2 se reparte de la siguiente forma: un 25 % se refleja, otro 25 % se acopla en el puerto #3 y un 50 % se transmite al puerto #1. En el caso de que la señal incida en el puerto #1 se reparte un 50 % de la potencia en cada puerto de salida.

Debido a estos datos consideramos este esbozo perfectamente aplicable como unión entre los parches de la antena y nuestra red de *beamforming*, ya que además de tener una características óptimas tiene un amplio nivel de detalle en su estructura de cara a la construcción.



## 4.2. Combinación de señales

Como se menciona anteriormente para el correcto funcionamiento del radar es necesaria la extracción de las señales  $\Sigma$  y  $\Delta$  de la señal recibida por parte de la antena. Para ello utilizaremos un acoplador híbrido de  $180^\circ$ , dispositivo de 4 puertos pasivo, sin pérdidas y recíproco.

El híbrido  $180^\circ$  es un acoplador direccional ya que tiene dos pares de accesos desacoplados, es decir, cuatro parámetros  $S$  de la matriz de dispersión (sin contar la diagonal) son nulos. Además actúa como divisor de potencia, ya que la divide simétricamente ( $-3$  dB) entre los accesos desacoplados. En la figura 4.7 se observan estas características, donde la división de potencia queda reflejada como el factor común  $\frac{-j}{\sqrt{2}}$ .

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{vmatrix}$$

Figura 4.7: Matriz de dispersión

En la figura 4.8 se aprecia el funcionamiento del híbrido  $180^\circ$ , por ejemplo una señal incidente en el puerto #1 se transmite sin perturbación de fase a los puertos #2 y #3, quedando el puerto #4 aislado. Pero si la señal entrara por el puerto #4, se transmitiría al puerto #3 sin alteración de fase y al puerto #2 desfasada  $180^\circ$ , en este caso quedaría aislado el puerto #1.

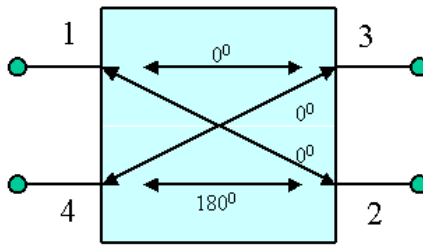


Figura 4.8: Diagrama híbrido  $180^\circ$

Como podemos observar en la figura 4.9 para extraer la señal  $\Sigma$  basta con utilizar tramos de línea de longitud  $\lambda/4$  que conecten el puerto donde queremos recibir  $\Sigma$  (#1) con los puertos de entrada de la señal (#2 y #3), así permiten recibir a la salida (#1) la suma de las señales introducidas sin modificaciones (excluyendo la división de potencia presente siempre).

En el caso de la señal  $\Delta$  es necesario introducir un tramo de línea de longitud  $3\lambda/4$ , entre una de las entradas, #2 en este caso, y la salida donde obtenemos  $\Delta$  (#4). Al recorrer este tramo la señal llegará a la salida con un desfase de  $180^\circ$  que permitirá calcular  $\Delta$  al juntarse con la señal proveniente de la entrada #3 que no ve alterada su fase al recorrer una distancia  $\lambda/4$  como en el caso suma.

El diseño más común para el acoplador híbrido de  $180^\circ$  es el mostrado en la figura 4.9, circular con tramos de línea de impedancia  $Z_0 = 50\Omega$  en los puertos, y longitud variable para conseguir la adaptación a la frecuencia deseada. Así como impedancia  $\sqrt{2} \times Z_0 = 70.71\Omega$  y longitud descrita en los párrafos superiores para los tramos de línea que forman la parte circular del híbrido.

En vez de realizar un diseño circular como el mostrado, se buscará la implementación de un modelo compacto y que a su vez se adapte mejor a las características de la antena que debe conectar, pero teniendo siempre presente que si se repliega demasiado las líneas se acoplan y la respuesta del híbrido se deteriora.

El diseño circular además no tiene las conexiones dos a dos en el mismo plano (ya sean las de salida o entrada), lo que impide en gran medida conseguir un efecto de simetría para ambas ramas de la red. Debido a esto la opción

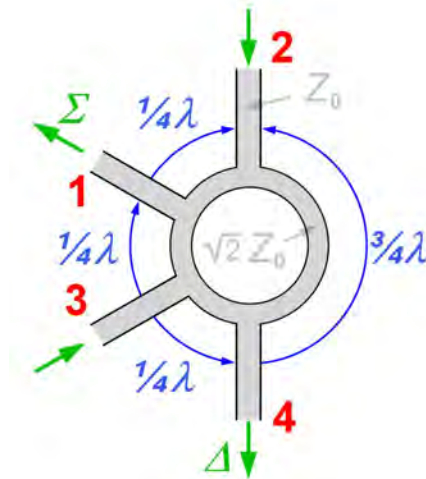


Figura 4.9: Acoplador Híbrido 180°

escogida es la de realizar un híbrido «cuadrado».

La figura 4.10 muestra el primer diseño realizado mediante el software AWR-Microwave Office, se trata de una estructura de forma rectangular donde el tramo de línea de longitud  $3\lambda/4$  mide 18.20 mm (su parte horizontal) y el hueco que queda al introducir el resto de líneas apenas mide 17.6 mm (en horizontal también). Debido a esto no se cumple el objetivo de conseguir un elemento compacto, quedando con unas medidas de  $40 \times 30 \text{ mm}^2$ .

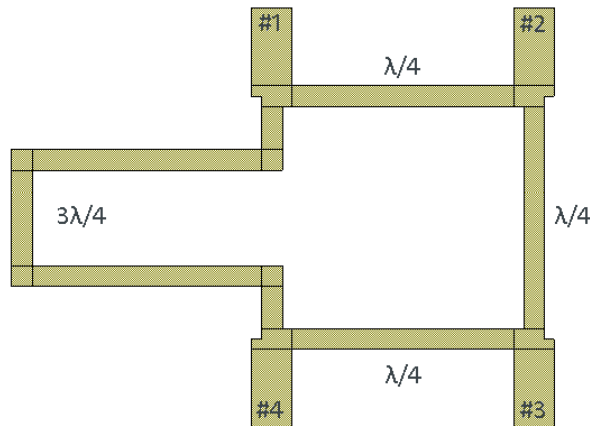


Figura 4.10: Primer modelo del híbrido 180°

En este diseño también apreciamos el distinto grosor de las líneas, cuando comentábamos el híbrido circular mencionábamos que las líneas que formaban el anillo (en este caso el cuadrado y rectángulo que sobresale) tenían impedancia  $\sqrt{2} \times Z_0 = 70.71\Omega$ , lo que se traduce con nuestros parámetros en tecnología microstrip en un grosor de  $W=1.545 \text{ mm}$ . Para los tramos que conectan los puertos y tienen impedancia  $Z_0 = 50\Omega$  el grosor es de  $W=2.921 \text{ mm}$ .

Es importante resaltar que el orden de los puertos descritos anteriormente varía en el diseño del híbrido propuesto, lo que influye en el orden de los factores de la matriz de dispersión, pero no altera las propiedades de la misma ni del híbrido en general. A continuación presentamos las modificaciones que se producen en la matriz:

$$S = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}.$$

Por último cabe destacar que los tramos que a priori son fijos de longitud  $\lambda/4$  y  $3\lambda/4$  varían ligeramente su tamaño debido a las esquinas y giros que se producen. Se pretende obtener una mayor optimización del diseño, intentando maximizar la adaptación que se consigue. El resultado queda patente en la figura 4.11.

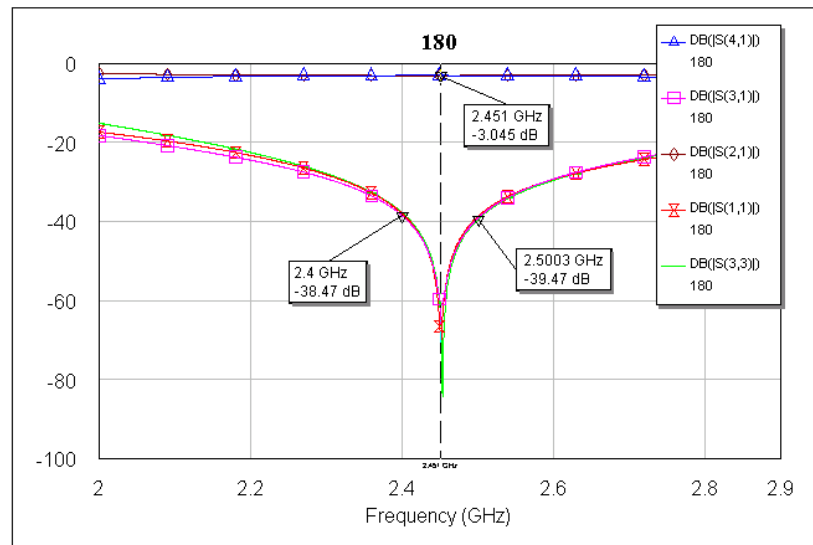


Figura 4.11: Adaptación

Como vemos tomando el puerto #1 como entrada observamos que la señal se transmite a los puertos #2 y #4 (líneas marrón y azul respectivamente) con una relación de -3 dB, actuando como divisor de potencia tal como describimos. También apreciamos que el puerto #3 (línea rosa) se encuentra aislado, y que la potencia que se transmite entre ellos en la banda de frecuencia de análisis es despreciable (inferior a -38 dB).

Sólo queda analizar la adaptación que se produce en el puerto de entrada, en este caso el #1 (línea roja). Apreciamos que la línea transcurre sobre la rosa que indicaba el puerto aislado, esto junto a valores menores de -38 dB en la banda de estudio nos indican que la reflexión es mínima y se consigue una buena adaptación.

También se muestra en la gráfica la adaptación del puerto #3 que es idéntica a la del anterior, el resto se omiten ya que se comportarán de forma simétrica a los mencionados. No es necesaria la comprobación con los demás puertos como entrada ya que se comportarán de manera equivalente al analizado según los valores de la matriz de dispersión.

El factor más relevante del híbrido  $180^\circ$  es obtener dicho desfase entre sus salidas correspondientes para poder calcular la señal  $\Delta$ . Queda representado en la figura 4.12 donde con pintar una salida que recorra la longitud  $\lambda/4$  (marrón) y otra para la longitud  $3\lambda/4$  (rosa) es suficiente ya que el resto tendrán la misma respuesta.

Para calcular que el desfase de  $180^\circ$  es correcto no hay más que realizar la operación:  $\text{Desfase}[\circ] = 360^\circ - \text{fase a} - \text{fase b}$ . Aplicándolo con los valores de la gráfica el resultado que se obtiene es de **179.98°**, un valor muy próximo al deseado que verifica el correcto funcionamiento del modelo planteado.

Como detalle final destacar que al introducir los puertos en las esquinas tampoco se consigue solucionar el problema de la simetría, ya que analizando la matriz de dispersión y viendo el *layout* de la figura 4.10, los puertos que van emparejados (como entradas y salidas) son el #1 y el #3 por una parte, y el #2 y #4 por otra. Como sucedía en el caso del híbrido circular no están en el mismo plano dificultando la unión de elementos en el modelo global.

Por lo tanto pese a los datos favorables de adaptación y desfase obtenidos en este primer híbrido, los problemas a la hora de reducir el tamaño para hacerlo compacto y el no haber conseguido una simetría que ayude a facilitar el resto de la red, se buscará otro modelo que permita resolver estos inconvenientes en pos de mejorar el diseño.

Para solventar el problema de la simetría en los puertos, estos se colocan en medio de los tramos de línea que forman el «cuadrado» (figura 4.13), en vez de en las esquinas como estaban colocados anteriormente. Al plantear este cambio se resuelve por sí solo el problema de la compactación, ya que anteriormente (en la figura 4.10) teníamos 3 lados fijos de longitud  $\lambda/4$ , por lo que era físicamente imposible hacer que el último lado de tamaño  $3\lambda/4$  pudiera estar diseñado hacia el interior del «cuadrado» sin solaparse.

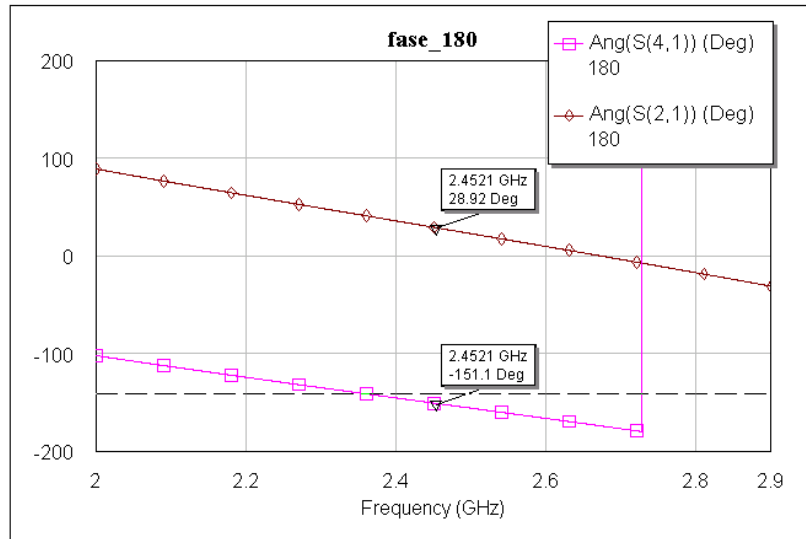


Figura 4.12: Fase

Ahora al tener los puertos en medio de la línea estos pueden variar su posición hasta encontrar un punto en el que además de incluir el lado  $3\lambda/4$  dentro del rectángulo del híbrido como tal, quede optimizado para la frecuencia deseada y con los puertos de entrada en el mismo plano, como podemos apreciar en la figura 4.13.

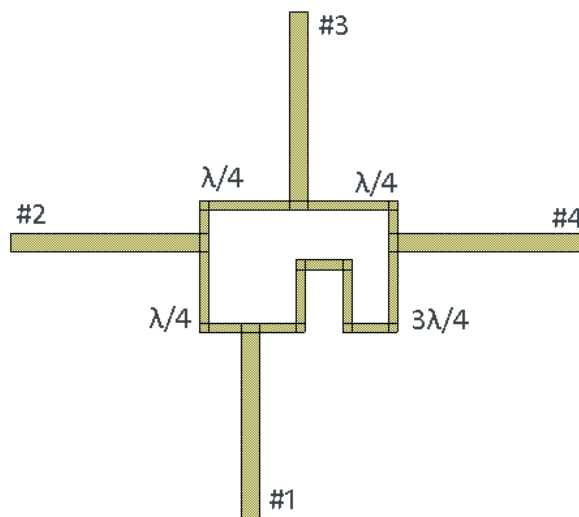


Figura 4.13: Modelo optimizado del híbrido 180°

El tamaño del rectángulo del híbrido se ha visto reducido a unas medidas de  $32.40 \times 21.5 \text{ mm}^2$ . Si bien es cierto que los puertos de entrada de impedancia  $Z_0 = 50\Omega$  son ahora más largos (32 mm) para ajustar la adaptación. Esto no supone un problema ya que el largo es inferior a la distancia que debe haber para conectar con los parches de la antena del radar. Como detalle añadir que el ancho de todas las líneas se mantiene como en el caso anterior, no varía en ningún diseño.

En cuanto a los datos de adaptación obtenidos, en la figura 4.14 vemos que no hay una gran diferencia respecto al otro híbrido, la señal transmitida se mantiene en torno a -3 dB y la adaptación se reduce un poco de -38 dB a -33 dB. Ambos resultados siguen siendo muy válidos ya que bajan mínimamente sus prestaciones, pero a cambio añaden nuevos valores como un híbrido compacto y tener los puertos pareados en el mismo plano, ofreciendo una mejor simetría.

Como en el caso anterior comprobaremos el desfase que se produce entre las señales transmitidas (figura 4.15) con la fórmula aplicada anteriormente ( $\text{Desfase}[\circ] = 360^\circ - \text{fase a} - \text{fase b}$ ), siendo el resultado de **179.87°**.

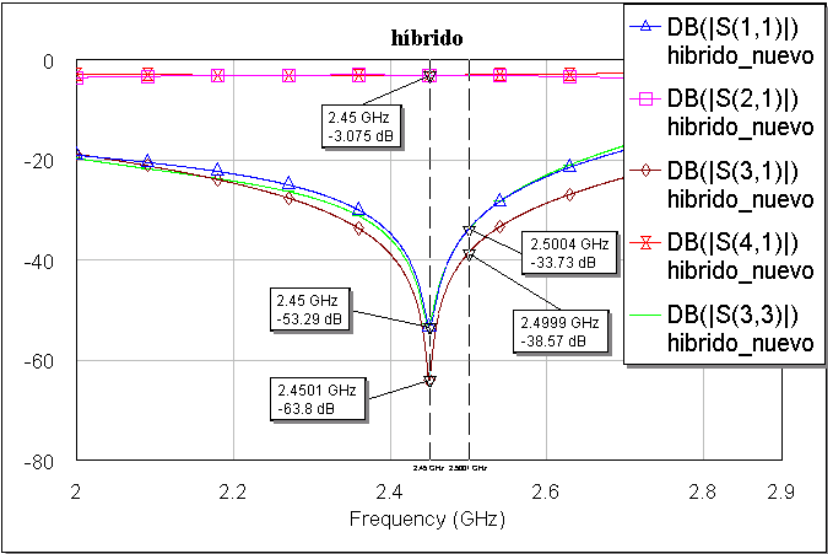


Figura 4.14: Adaptación

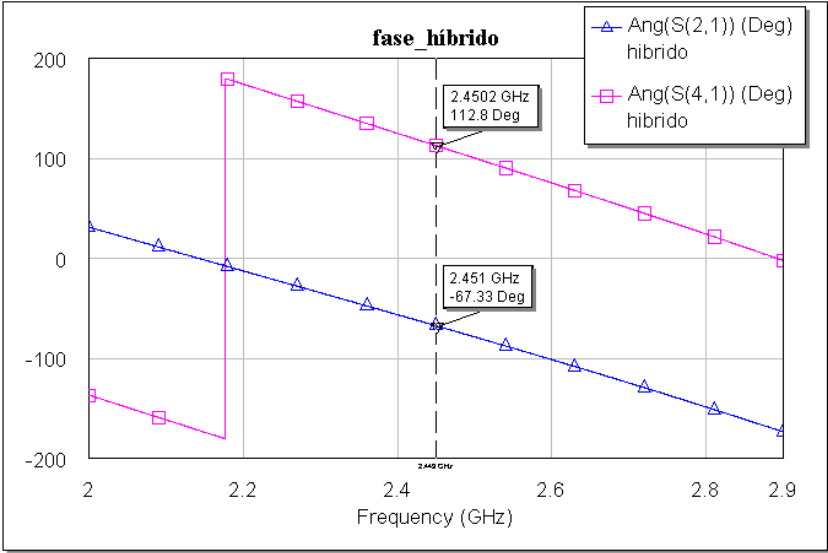


Figura 4.15: Fase

Para concluir el diseño del híbrido  $180^\circ$  es importante mejorar el nivel de detalle de su estructura de cara a la construcción, por ello se decide como en otros elementos anteriores eliminar las esquinas y dotarlo de una mayor suavidad en sus transiciones para un mejor resultado:

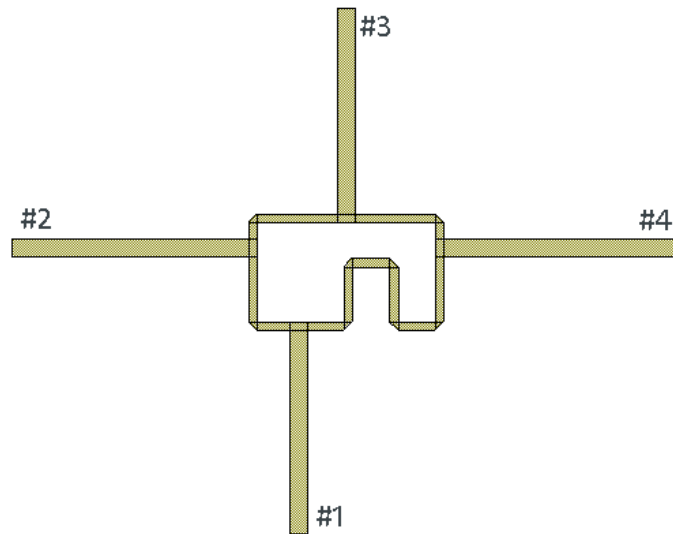


Figura 4.16: Modelo final de híbrido  $180^\circ$

Tras realizar estos cambios el tamaño del híbrido apenas varía, únicamente se alargan los tramos de línea de  $Z_0 = 50\Omega$  que conectan los puertos horizontales y se ajustan los parámetros para centrar la adaptación en la frecuencia central de 2.45 GHz. Una vez se introducen estas pequeñas modificaciones observamos en la figura 4.17 que la señal transmitida no ha variado y que la adaptación de los puertos aumenta hasta los -35.6 dB para la banda de frecuencia observada.

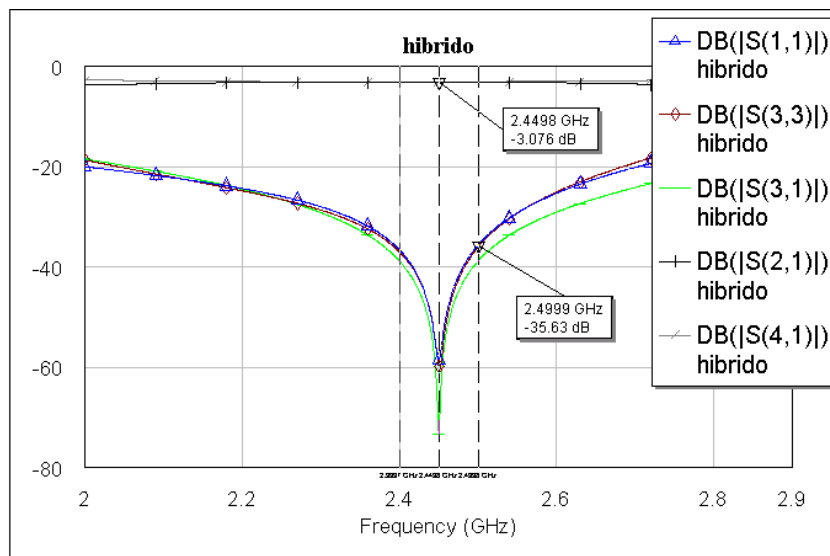


Figura 4.17: Adaptación

Como última comprobación, al igual que en los otros casos, nos fijamos en la fase entre las señales. Fijándonos en la gráfica 4.18 obtenemos que el desfase es de  $179.91^\circ$ , un buen resultado, intermedio entre los dos anteriores.

Por lo tanto se trata de un híbrido totalmente válido que cumple las características deseadas de ocupar el espacio mínimo y tener sus puertos de entrada (#2 y #4) en el mismo plano, sin dejar de lado la optimización de sus características como una buena adaptación, y la división de potencia y desfase correctos. Todo esto unido a una forma detallada de sus elementos.

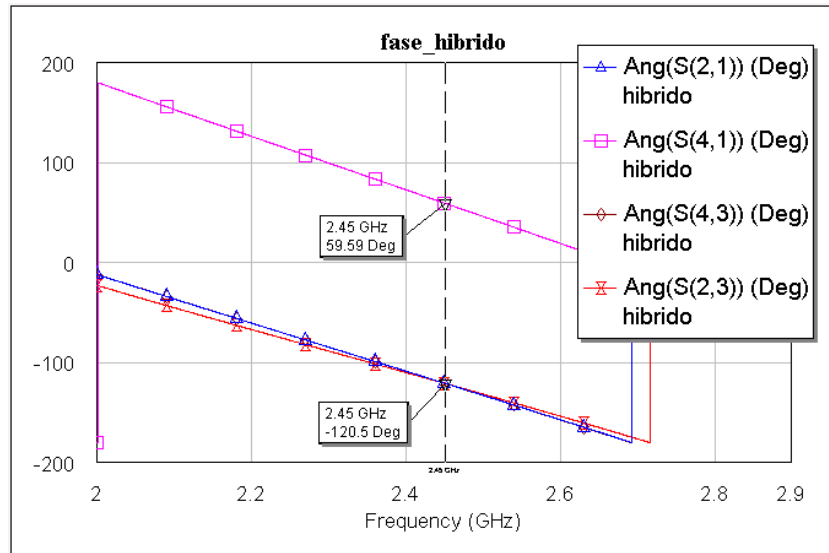


Figura 4.18: Fase

### 4.3. Combinación de elementos y optimización

Una vez están definidas las partes de la red llega el momento de unirlos para ver el resultado final. Como se mencionó al inicio del diseño hay una distancia fija entre los puertos de las redes en forma de «T» debido a las características de la antena, y esto también sucede entre ambas redes en forma de T. Condicionando el diseño y la longitud de las ramas horizontales que unen el acoplador híbrido 180° con dichas redes. Por lo que el tamaño horizontal de la red será de 169 mm aproximadamente en todos los modelos.

En el primer caso (figura 4.19) analizamos la unión del híbrido con las entradas en las esquinas, como podemos apreciar es necesario un tramo de línea en forma triangular para unirlos con el resto de la red. Además al no tener las entradas en el mismo plano horizontal vemos que las longitudes de las líneas para cada rama son distintas (siendo la derecha más corta), esta falta de simetría complica bastante el diseño y por ese motivo se decidió buscar un acoplador que se ajustara mejor a lo deseado.

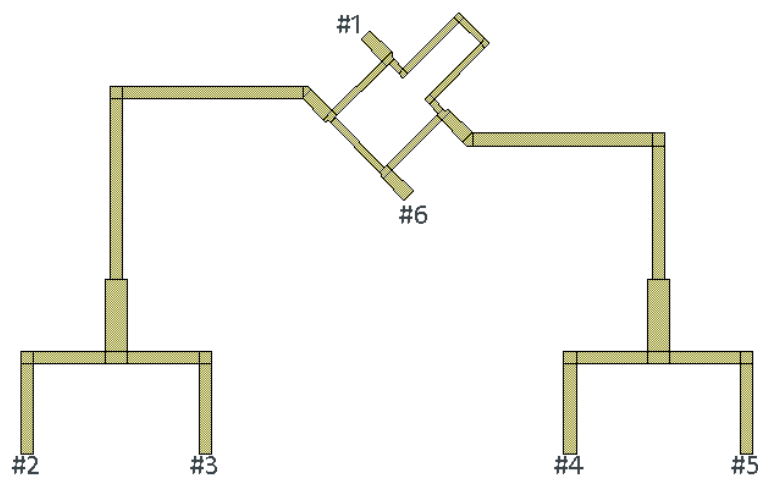


Figura 4.19: Red con el primer híbrido

En la figura 4.20 introducimos el siguiente modelo de híbrido, más compacto y con las entradas en los laterales facilitando la simetría y con ello la optimización de los parámetros de la red. Queda una red muy sencilla en comparación con la anterior, cuyas dimensiones son  $63.95 \times 168.92 \text{ mm}^2$ .

Al juntar las tres partes principales de la red (las dos ramas en «T» y el acoplador), estas están adaptadas de por

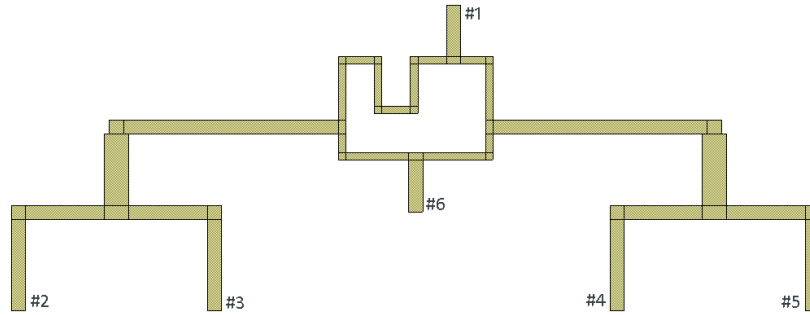


Figura 4.20: Red sin ajustar a la construcción real

sí y no habría que realizar modificaciones. Pero como mencionamos anteriormente la necesidad de cumplir una distancia prefijada entre los puertos implica introducir una mayor longitud en los tramos de línea horizontal de unión. Necesitando así ajustar las longitudes de los demás tramos, tanto en las «T» como en los puertos que salen del acoplador para centrar las características de adaptación en la frecuencia deseada, el resultado se muestra en 4.21.

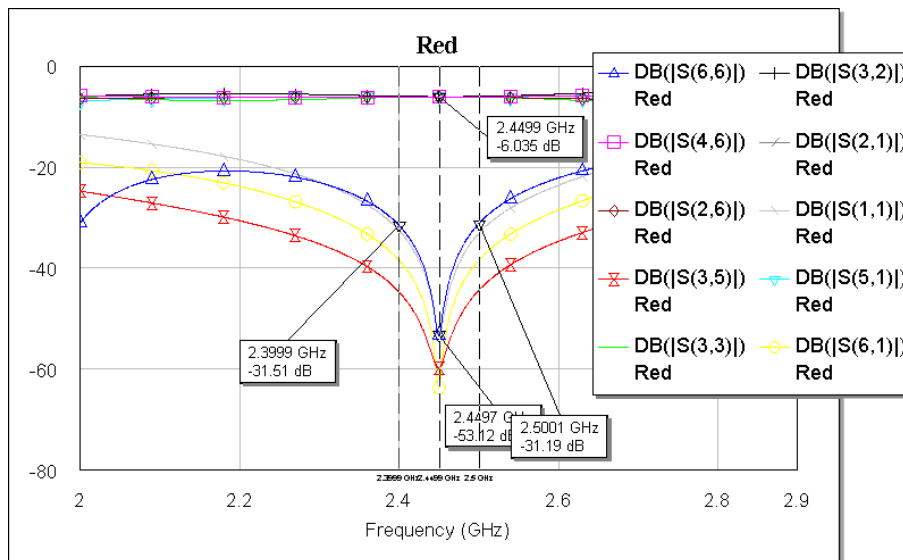


Figura 4.21: Parámetros de 4.20

En la gráfica quedan diferenciadas dos zonas, la primera a -6 dB donde se encuentran las transmisiones entre los puertos #1 y #6 y el resto de puertos. Este valor se debe a la suma de los -3 dB de la división de potencia que se transmitían tanto en la red en «T» como en el híbrido, junto a las pequeñas pérdidas por las líneas (-0.035 dB).

Otros parámetros S que se encuentran en la zona de -6 dB son los del acoplo que se produce entre puertos de la misma rama, como por ejemplo el caso del parámetro  $S_{32}$  (línea negra) que indica la parte de señal entrante por el puerto #2 que se recibe en el puerto #3.

El último grupo de parámetros que encontramos en torno a -6 dB son:  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ,  $S_{44}$  y  $S_{55}$ , es decir la adaptación de estos puertos no es lo suficientemente alta y se producen reflexiones. Como mencionamos al inicio del diseño de la red en «T» es imposible conseguir una adaptación mejor en estos puertos.

Por otro lado encontramos los parámetros  $S_{11}$ ,  $S_{66}$ ,  $S_{16}$  y  $S_{35}$ , todos ellos con niveles inferiores a los -31 dB en la banda de análisis y por lo tanto con valores despreciables de transmisión. En el caso de los dos primeros se trata de los puertos de salida del híbrido, se encuentran adaptados con gran precisión y evitarán que se produzcan reflexiones de las señales incidentes.

En el caso del  $S_{16}$  estos puertos están aislados entre sí, de ahí que la transmisión entre ellos sea tan escasa. Para finalizar el parámetro  $S_{35}$  representa la transferencia entre puertos de las distintas ramas de la red, indicando que



no se producen acoplos entre ellos.

El resultado obtenido con esta red (figura 4.20) es bueno, pero como mencionamos a la hora de ir desarrollando los componentes buscamos un diseño con mayor nivel de detalle. Por ello introducimos en el modelo de la figura 4.22 el suavizado de las esquinas con elementos en forma de chaflán, tramos de línea que se adapten al cambio de grosor (impedancia) y conectores de  $2 \times 2 \text{ mm}^2$  en todos los puertos.

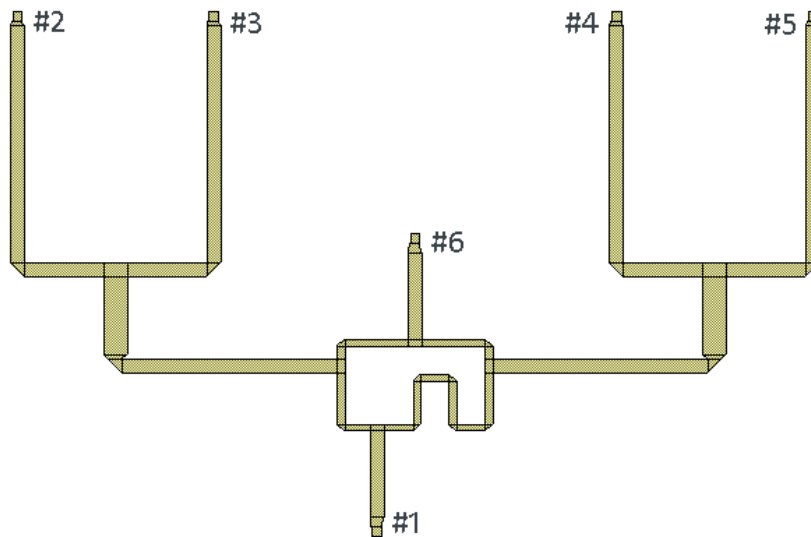


Figura 4.22: Red con elementos finales

Al introducir todos estos cambios el diseño se parece más al posible resultado real, y tras ajustar las longitudes de los diferentes tramos de línea, la figura 4.23 indica que las características se mantienen en los niveles del caso anterior para todos los parámetros.

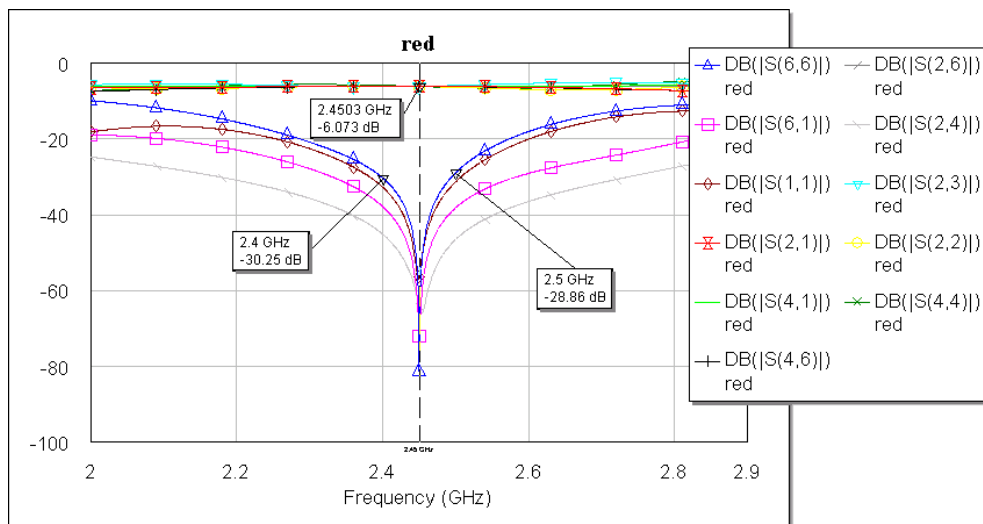


Figura 4.23: Parámetros 4.22

Pese a esto surgen un par de aspectos mejorables remarcados en la figura 4.24:

- En el primer caso (círculo de la izquierda) el tramo que sirve de enlace entre la línea horizontal y la vertical tiene un grosor variable ya que une tramos de línea de distinta impedancia. Al estar demasiado juntos estos tramos la línea variable es demasiado corta y en el momento de la construcción podría no ser lo suficientemente preciso e introducir algunos errores.
- El otro punto resaltado es la longitud excesiva de las líneas que llegan hasta los puertos que conectan con la antena, debido a estos tramos el tamaño se eleva hasta los  $109.71 \times 168.92 \text{ mm}^2$  (40 mm más largo que el

anterior). En un diseño que pretende ocupar un espacio reducido es necesario recortar esa longitud. También hay que tener en cuenta que no deben verse afectadas las características que ofrece la red, buscando siempre un punto de equilibrio entre el tamaño y las prestaciones.

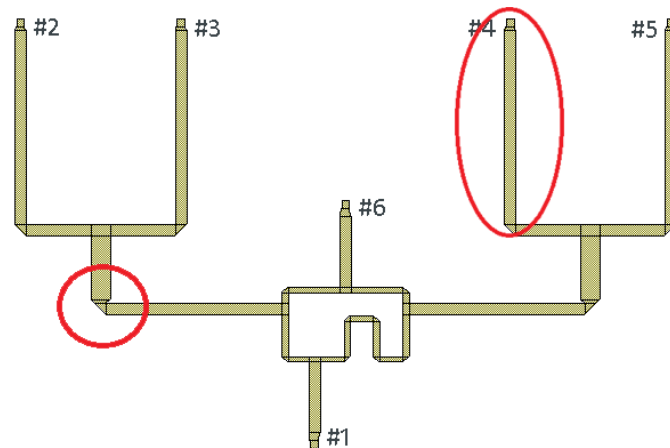


Figura 4.24: Posibles mejoras de 4.22

El primer caso se soluciona alargando el tramo de línea de impedancia  $Z_0 = 50\Omega$  en vertical, así se desplaza el tramo de adaptación de la esquina evitando posibles errores. En el segundo simplemente consiste en reducir el tamaño de las ramas tanto como sea posible (teniendo en cuenta que el puerto #6 debe estar alejado del borde cierta distancia). El resultado final se muestra en la figura 4.25.

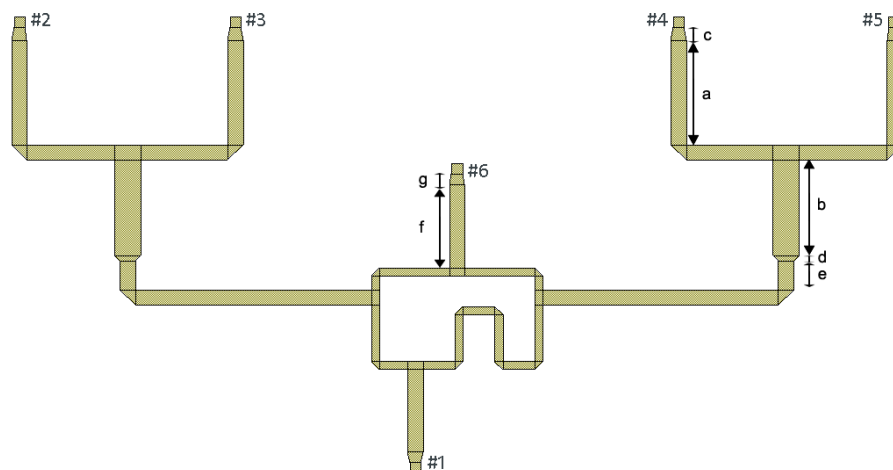


Figura 4.25: Red definitiva

En la figura 4.26 las letras (en los círculos rojos) indican el tamaño del tramo que está acotado con relación a la figura 4.25, son las longitudes que ajustamos para optimizar la red. Como se puede apreciar únicamente se modifican los valores «verticales» para ajustar los datos de adaptación, ya que el tamaño horizontal está fijado por las características de la antena.

La figura 4.25 refleja todo lo que buscamos para nuestra red, intentando evitar posibles problemas que pudieran surgir en su construcción. Además el tamaño de esta red es de  $86.58 \times 168.92 \text{ mm}^2$ , reduciendo en más de 20 mm la altura del resultado anterior.

En cuanto a los parámetros obtenidos (figura 4.27) como en casos anteriores la reflexión en los puertos que conectan la antena, así como la transmisión a los puertos #1 y #6 y viceversa se mantiene en -6 dB como cabe esperar. Respecto a la adaptación de los puertos #1 y #6 (líneas azul y verde), la potencia reflejada aumenta hasta los -27.8 dB en el peor de los casos en la banda de estudio, aunque sigue muy por debajo del límite establecido para el correcto funcionamiento que está en -10 dB.

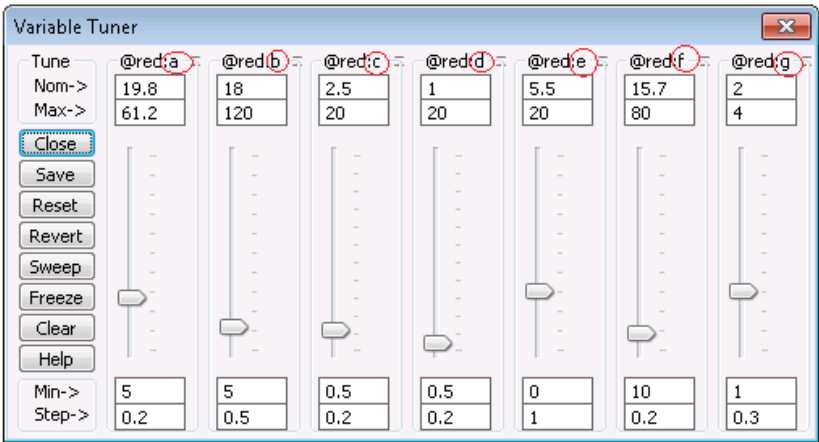


Figura 4.26: Longitudes de los tramos de línea de la fig.4.25

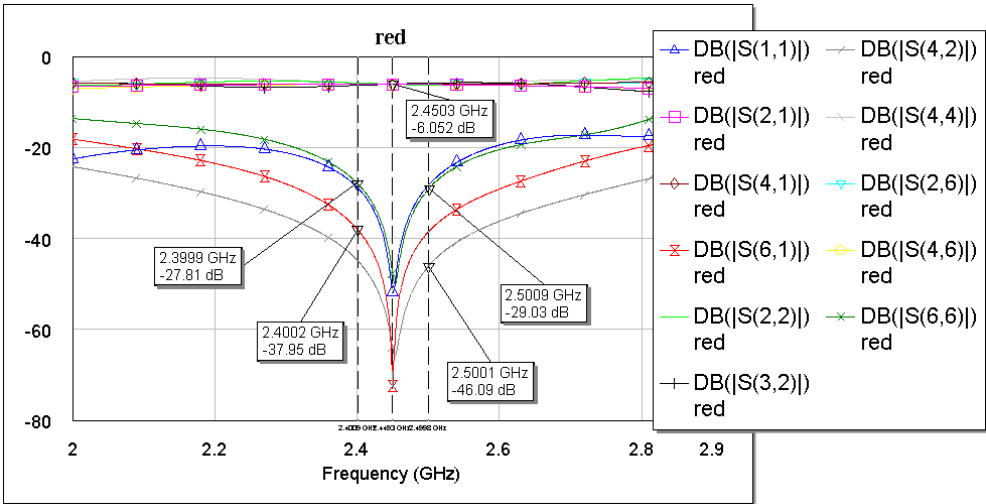


Figura 4.27: Parámetros S de la fig.4.25

Los últimos parámetros que quedan por estudiar son el aislamiento entre las ramas, el  $S_{42}$  (en gris) que tiene un valor de -46 dB y el aislamiento entre las salidas, el  $S_{61}$  con casi -38 dB. En ambos casos obtenemos un aislamiento muy elevado que evitará cualquier acoplo de señales indeseadas.

Es importante tener en cuenta que según el resultado de la gráfica 4.27, en todo el rango de frecuencias que aparece en la figura (de 2 a 2.8 GHz) las adaptaciones de los puertos #1 y #6, el aislamiento entre ellos y los acoplos entre los puertos de distintas ramas quedan por debajo de -10 dB. Esto nos ofrece un rango de funcionamiento muy amplio, que estará acotado por las frecuencias en las que se cumpla el desfase de 180° grados necesario para calcular la señal resultante.

Por ello como último paso comprobaremos que se sigue cumpliendo el desfase del acoplador híbrido, es importante verificar que la introducción de nuevos elementos no ha alterado los 180° que debemos tener entre las señales que llegan de las ramas derecha e izquierda sobre el puerto #1. Comprobamos la fase de los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{41}$  en la figura 4.28.

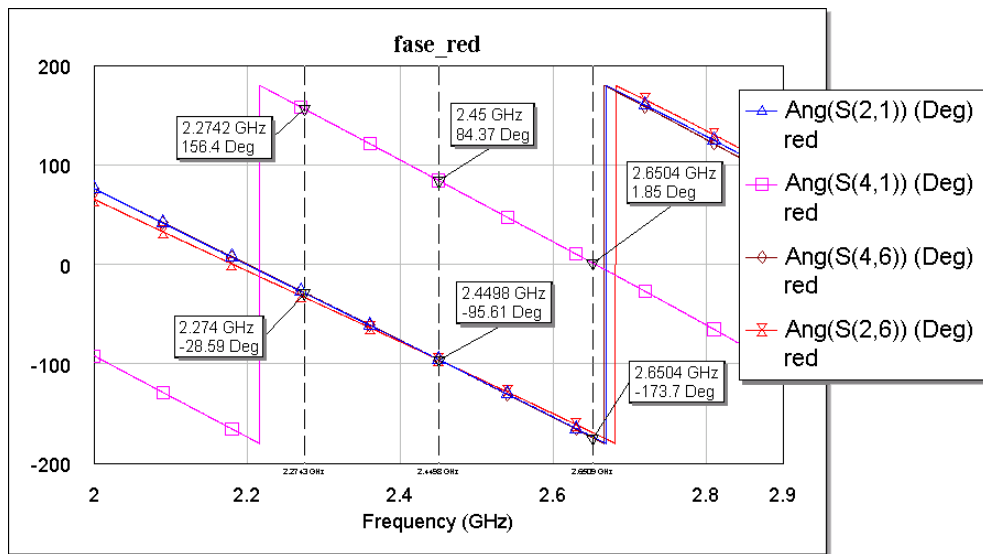


Figura 4.28: Fase de la red

Para la frecuencia central el desfase será de **180.02°**, vemos que se cumple el resultado esperado. Comprobamos también otros valores, para la frecuencia 2.274 GHz el desfase es de 175.01° y para 2.65 GHz 184.45°. Esto nos indica que tenemos un ancho de banda muy elevado para un error de  $\pm 5$  grados de desfase, aproximadamente **380 MHz**, más de un 15 % de ancho de banda relativo.

El rango de frecuencia útil de esta red sería de **2.27 - 2.65 GHz** (considerando aceptable un error de fase de  $\pm 5^\circ$ ), ya que como vimos anteriormente la adaptación de los parámetros cumple las especificaciones de manera holgada evitando así limitar la frecuencia de uso.

#### 4.4. Análisis con CST

Una vez que hemos definido las líneas de transmisión de la red es el momento de realizar un análisis con el software CST-Microwave Studio. Para conseguir los datos más fiables posibles utilizaremos simulaciones tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

En el dominio temporal realiza un análisis de onda completa empleando un método numérico de diferencias finitas (FDTD) para discretizar las ecuaciones de Maxwell. Por ello, los resultados obtenidos son más precisos que la simulación puramente circuital que realiza el programa AWR-MWOffice, que es el que se ha estado utilizando hasta este punto.

Como vimos en la introducción a las líneas microstrip, se debe cumplir el formato de la figura 3.3. Esto es una capa de conductor que actúa como plano de masa (GND), con un sustrato encima y una metalización que será la

línea microstrip elaborada en el apartado anterior (fig. 4.29). Para conseguir esto hay que exportar la metalización que se creó con AWR-Microwave Office y cargarla en CST mediante un fichero de formato Gerber.

Los parámetros iniciales que fijamos en la tabla 4.1 ahora no son simples valores que se introducen y se simulan, debemos generar esas capas con sus respectivos espesores y materiales, quedando un resultado como el de la figura 4.29. La capa superior es la metalización, hecha de cobre y con un espesor de 0.05 mm. La capa intermedia es el sustrato, fibra de vidrio FR4 con espesor de 1.5 mm y permitividad relativa de 4.3. En la base se encuentra el plano de masa, una capa de cobre con un espesor de 0.5 mm.

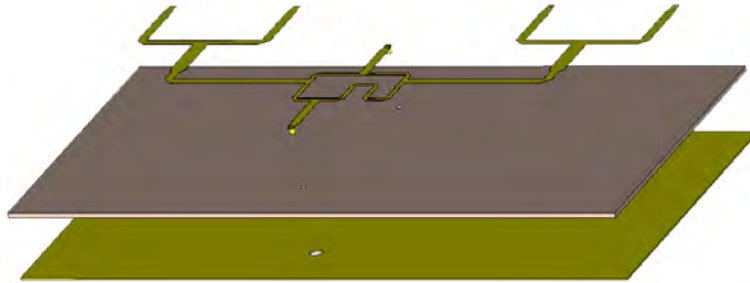


Figura 4.29: Explosión vertical de las capas de la red

Al juntar estas tres capas queda patente que es imposible realizar una conexión con los puertos #1 y #6 ya que están centrados en la placa que forma el conjunto. Por lo tanto estos deben atravesar el sustrato y el plano de masa para conectarse por la parte inferior de la placa. Este detalle se puede apreciar en las figuras 4.30 y 4.31.

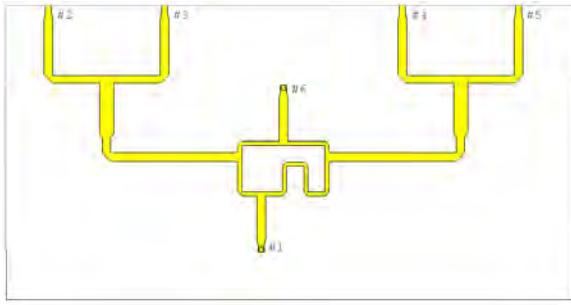


Figura 4.30: Cara superior de la red

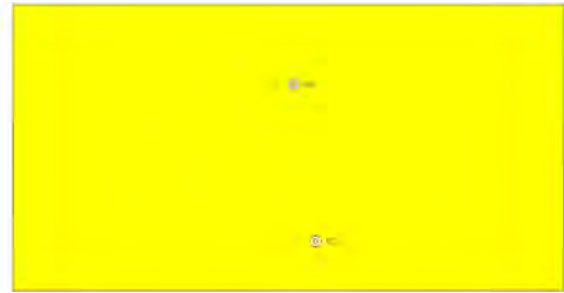


Figura 4.31: Cara inferior

Para la realización de los agujeros que permiten pasar los puertos hacia la superficie inferior es necesario seguir unas pautas. Debe cumplirse la ecuación 4.1 para que no se produzcan desadaptaciones. Donde  $R_a$  es el radio del hilo conductor que atraviesa las capas y  $R_b$  es el radio del agujero que se forma tanto en el sustrato como en la GND para dejar que pase dicho hilo.

$$Z_0 = \frac{120\pi}{2\pi} \ln\left(\frac{R_b}{R_a}\right) = 50\Omega \quad (4.1)$$

Utilizamos los valores de la tabla 4.2, fijando el valor de  $R_b$  en un tamaño acorde y obteniendo  $R_a$ . Es importante tener en cuenta que el valor de  $R_a$  no debe ser excesivamente elevado, ya que esos puntos servirán de conexión con otros elementos. Al tener un tamaño pequeño como en este caso se facilita la interconexión (como sucedió con los tramos de línea de  $2 \times 2 \text{ mm}^2$  que se introdujeron en el resto de puertos).

$R_b$	2 mm
$R_a$	0.87 mm

Tabla 4.2: Valores de la ecuación 4.1

Una vez que todos los componentes de la red están definidos el resultado queda reflejado en la figura 4.32, cuenta con unas dimensiones de  $200 \times 103.48 \text{ mm}^2$  (altura 2.05 mm). Los rectángulos rojos son los puertos para realizar la simulación (también hay dos en la cara inferior para los puertos #1 y #6).

El primer caso que estudiaremos es la variación de los parámetros  $S$  en función de la permitividad relativa del sustrato.

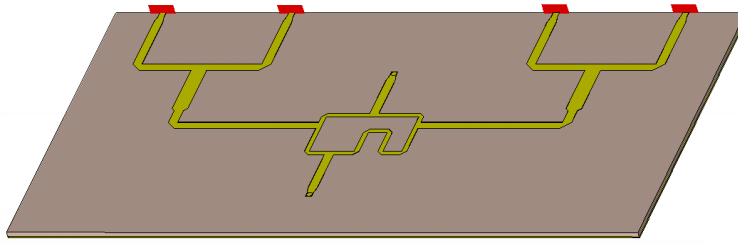


Figura 4.32: Red completa

El valor inicial y que se ha mantenido durante todo el desarrollo para la permitividad relativa ha sido de  $\epsilon_r = 4.3$ , por lo tanto para comprobar el cambio que se introduce al variarlo usaremos valores cercanos a este. Como hemos visto hasta ahora, las potencias acopladas entre puertos de la misma rama, adaptación de esos mismos puertos y potencias transmitidas a los puertos #1 y #6 siempre se han mantenido estables en torno a los -6 dB. Por esto para evaluar los cambios con la variación de  $\epsilon_r$  utilizaremos los valores más críticos, las adaptaciones de los puertos #1 y #6 ( $S_{11}$  y  $S_{66}$ ). Podemos ver ambos casos en las figuras 4.33 y 4.34 respectivamente.

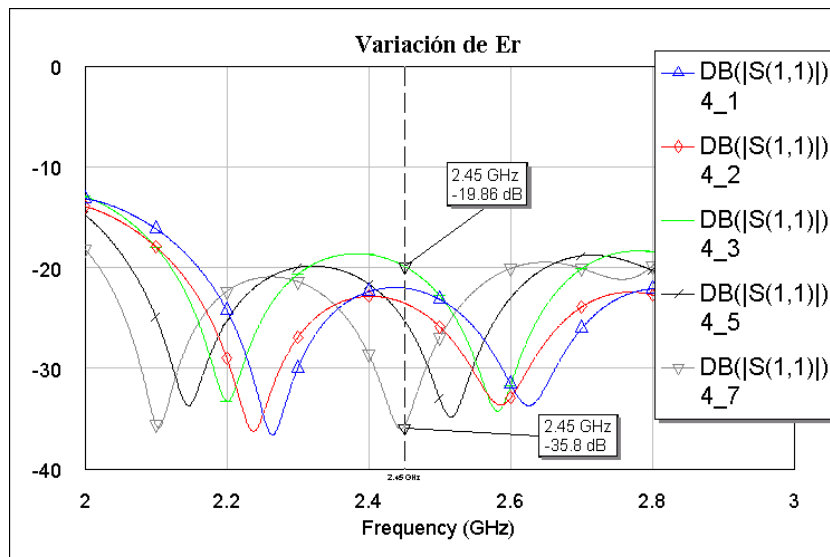


Figura 4.33: Variación de  $E_r$  para el parámetro  $S_{11}$

En ambos casos se aprecia un desplazamiento hacia frecuencias inferiores a medida que aumenta el valor de  $\epsilon_r$ , llegando a centrarse el pico de adaptación en la frecuencia central (2.45 GHz) para un  $\epsilon_r = 4.7$ . Estos valores de adaptación son bastante más elevados que los obtenidos con  $\epsilon_r = 4.3$ , pero debido a que el resultado ya era óptimo en un principio (se conseguían -18 dB en el peor caso cuando el límite superior estaba fijado en -10 dB) y a que cuando se construya la red estos valores se verán modificados debido a los errores que se introducen (imperfecciones, pérdidas que no se simulan, etc) se decide mantener el valor de  $\epsilon_r$  como 4.3.

Una vez hemos fijado todos los parámetros se procede a realizar una simulación en el dominio temporal. Como condición de contorno se utiliza *open (add space)* que recrea la red con aire alrededor y se emplean valores muy elevados de mallado (superior a dos millones de celdas) que provocan simulaciones muy lentas pero fiables.

En cuanto a los valores obtenidos (figura 4.35) en la simulación los analizaremos empezando de abajo a arriba. La curva inferior verde es el parámetro  $S_{24}$  y nos indica los acoplos entre puertos de ambas ramas de la red, como vemos tiene un valor de -37 dB en la frecuencia central, y en el peor caso -34 dB en el extremo inferior de la banda de estudio (2.4 GHz), hay un buen aislamiento entre ramas.

La siguiente curva (violeta) representa el parámetro  $S_{16}$ , es decir, la transferencia entre ambos puertos del aco-

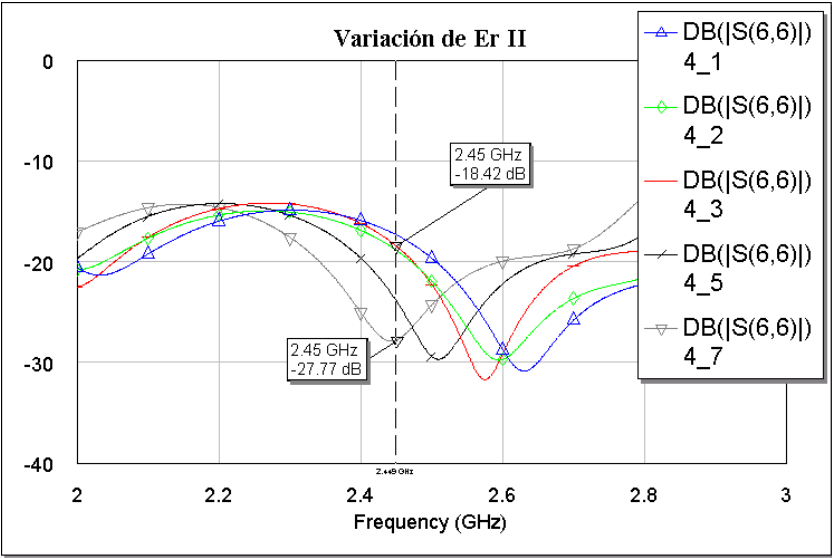


Figura 4.34: Variación de  $E_r$  para el parámetro  $S_{66}$

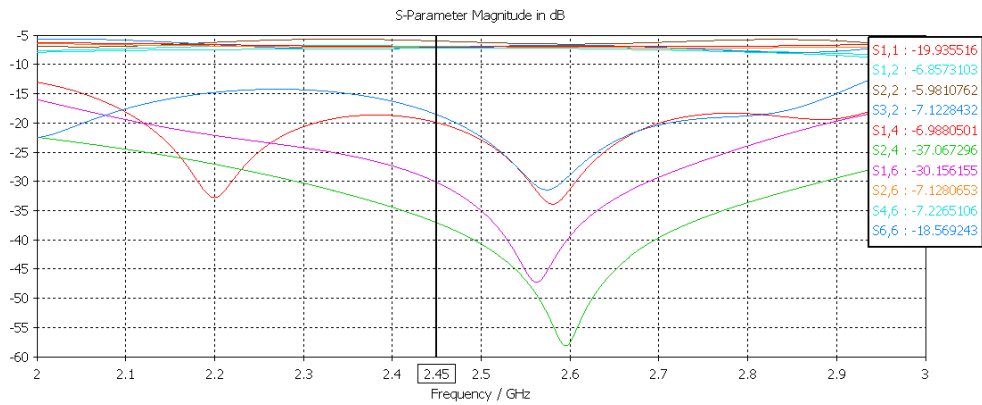


Figura 4.35: Análisis en el dominio temporal de los parámetros  $S$

plador. Como en casos anteriores se aprecia su gran aislamiento ya que el acoplamiento es inferior a -27 dB en la banda de interés.

A continuación tenemos las líneas roja y azul,  $S_{11}$  y  $S_{66}$  respectivamente, indican la adaptación de dichos puertos. Podemos apreciar que en los dos casos están por debajo de -16 dB (-19 dB en el primer caso) en la banda de 2.4 - 2.5 GHz, consiguiendo una buena adaptación, pero mejorable centrando los nulos de adaptación en la frecuencia central.

El último grupo de parámetros por revisar son los acoplos entre puertos de la misma rama ( $S_{32}$ ), adaptación del resto de puertos ( $S_{22}$ ) y transmisión a los puertos #1 y #6 desde el resto. Todos estos parámetros  $S$  tienen unos valores que oscilan entre los -6 dB y los -7 dB. Para el caso de las adaptaciones es un valor que como explicamos no se puede mejorar, y para las transmisiones a los puertos #1 y #6 es un valor bastante cercano al ideal (-6 dB).

A la vista de estos datos se trata de un resultado muy similar al obtenido con la herramienta AWR-Microwave Office. Pero como se menciona, en los casos de los puertos adaptados y los aislados, los nulos de adaptación (y aislamiento) no están centrados en 2.45 GHz como ocurría, sino que están desplazados a frecuencias más elevadas. Esto en principio puede estar causado por los diferentes métodos de simulación que se emplean, introduciendo nuevas pautas que modifican el resultado obtenido.

Por este motivo se recurre a otro tipo de análisis que ofrece CST, la simulación en el dominio de la frecuencia. Esta simulación extrae resultados muy eficientes para pequeñas estructuras eléctricas. Se basa en el método de elementos finitos (FEM) para resolver las ecuaciones de Maxwell.

En la figura 4.36 queda reflejado el resultado del análisis en el dominio de la frecuencia. El mayor cambio apreciable está en las curvas de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{66}$ , ambas con sus mínimos desplazados a frecuencias inferiores, hacia la banda de frecuencia de funcionamiento. En el caso del  $S_{11}$  se consigue una mejora de -6 dB en la adaptación, mientras que para el  $S_{66}$  la mejora no es tan alta, ganando -2 dB en su adaptación. El resto de curvas tienen cambios poco significativos.

Una vez que se han realizado ambas simulaciones hay que interpretarlas como distintas aproximaciones que se hacen al modelo que se construirá. Por lo tanto no va a ser una correcta y otra errónea, sino que el resultado que obtendremos será posiblemente una combinación de ambas, con algunas de características de una y de otra.

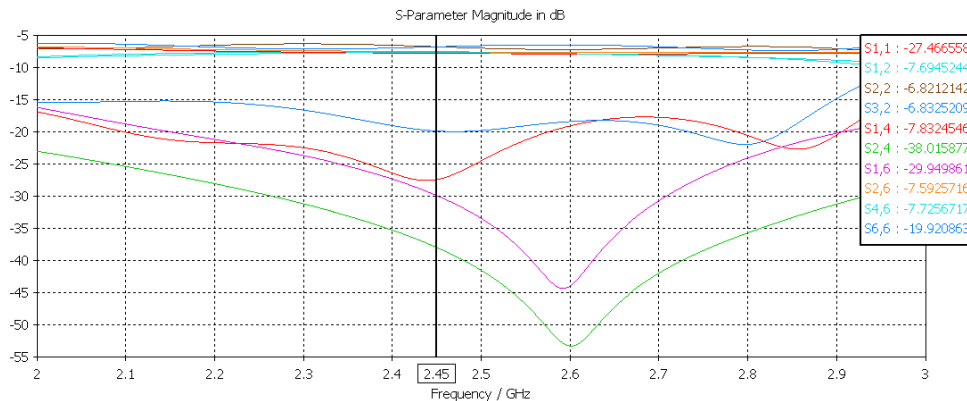


Figura 4.36: Análisis en frecuencia de los parámetros  $S$

Como ocurría con AWR-Microwave Office el último paso a realizar es comprobar el correcto desfase entre las señales transmitidas de ambas ramas de la red sobre el puerto #1. Los valores se han obtenido con la simulación en CST, pero se han exportado a AWR-Microwave Office para facilitar su representación e interpretación. En la figura 4.37 queda plasmado el resultado.

Para la frecuencia central de funcionamiento calculamos un desfase de  $177.63^\circ$ , se obtiene un error de  $2.39^\circ$ . Este resultado es muy distinto de los obtenidos hasta el momento, donde nunca se producía un error mayor de 1 grado para esta frecuencia, esto puede deberse a la aproximación cada vez mayor a la realidad abandonando los modelos ideales.

Analizamos también el ancho de banda para un error de  $\pm 5^\circ$ . Esta condición se cumple entre las frecuencias 2.39 -



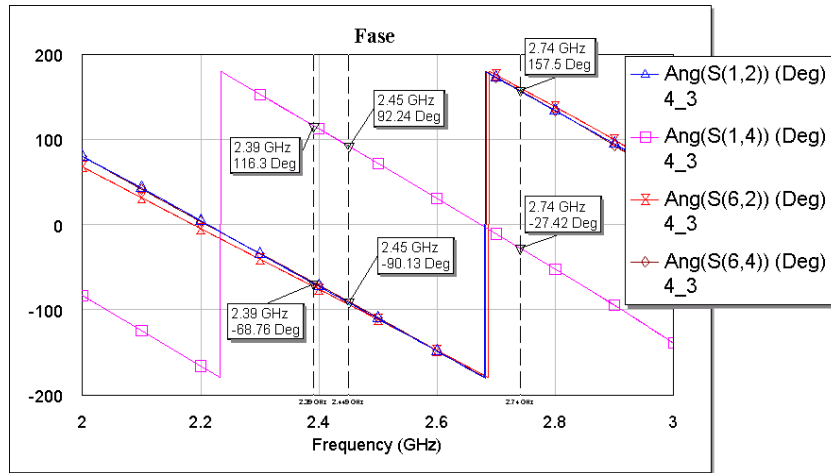


Figura 4.37: Desfase entre señales

2.74 GHz (BW relativo del 14.3 %). La conclusión obtenida a través del aumento de error en la frecuencia central y que el ancho de la banda de frecuencias apenas ha variado, es que se ha producido un desplazamiento hacia frecuencias superiores.

Este cambio es consecuencia del desplazamiento de las curvas de adaptación de los parámetros  $S$  también a frecuencias superiores (se utiliza el análisis en el dominio temporal para obtener la fase) reduciendo la adaptación en las frecuencias deseadas y con ello introduciendo un aumento del error en el desfase entre señales.

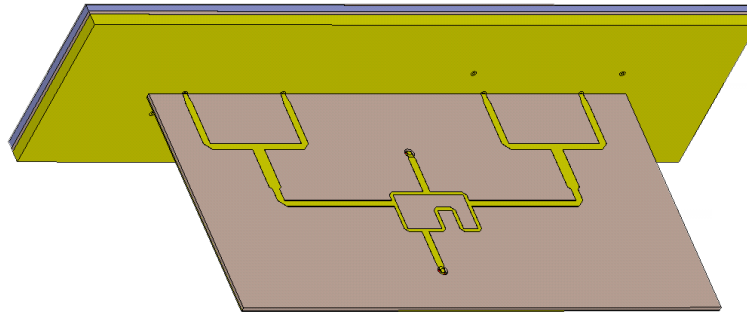


Figura 4.38: Red unida a la antena

Con todos los datos comprobados de la red de formación de haz, es el momento de realizar la unión con la antena para ver su respuesta conjunta. Tomando el diseño de la antena en CST del TFG de Pablo Garrido procedemos a su inserción. Como desde un principio se diseñó la red con las medidas acordes a las características de la antena no se producen errores entre las distancias entre puertos y se conecta satisfactoriamente como puede apreciarse en las figuras 4.38, 4.39 y 4.40.

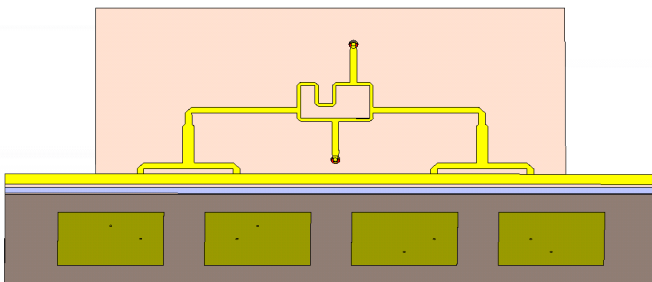


Figura 4.39: Red unida a la antena (vista superior)

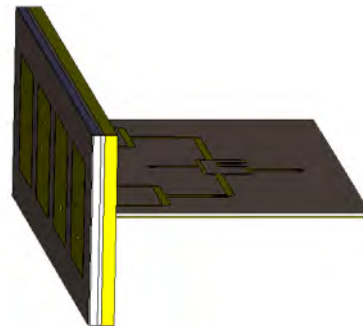


Figura 4.40: Red unida a la antena (vista lateral)

Cuando se produce la unión de ambos elementos pasamos de tener seis puertos a tener tan solo dos puertos, lo que simplifica el análisis de sus parámetros  $S$ . Se comportará como un cuadripolo, los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{66}$  indicarán la reflexión en dichos puertos, y los parámetros  $S_{16}$  y  $S_{61}$  medirán el nivel de aislamiento entre ambos puertos.

Como hemos verificado hasta ahora se obtienen resultados diferentes con distintos tipos de simulación, por lo que en este caso también utilizaremos la simulación en el dominio temporal (figura 4.41) y en el dominio de la frecuencia (figura 4.42) para calcular los parámetros  $S$ .

En el caso del dominio temporal destaca el aislamiento entre los puertos, los parámetros  $S_{16}$  y  $S_{61}$  tienen un valor mínimo de -29 dB en la zona de frecuencias de interés. Contrasta con esto la escasa adaptación del parámetro  $S_{66}$ , ya que en ningún caso alcanza el valor establecido de -10 dB de reflexión como para considerarlo adaptado. La última curva por analizar es el parámetro  $S_{11}$ , tiene su mínimo de -16 dB centrado en 2.4 GHz en vez de en 2.45 GHz, esto hace que se cumpla la condición de adaptación a -10 dB pero en la banda de frecuencias de 2.35 a 2.45 GHz, siendo el extremo de esta banda nuestra frecuencia central.

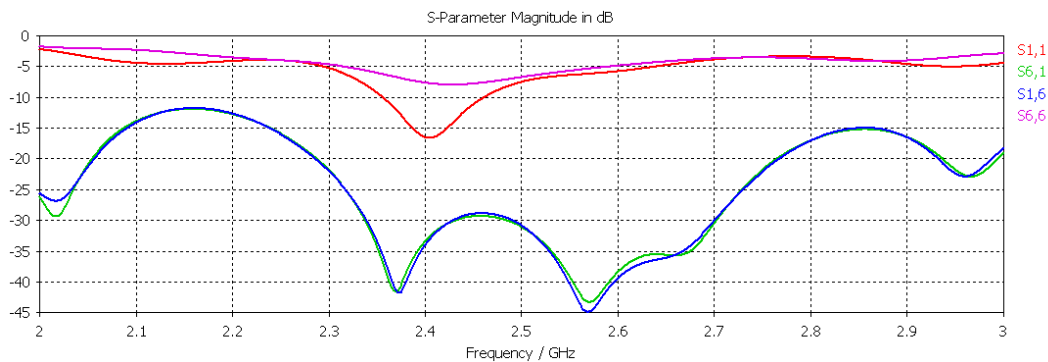


Figura 4.41: Parámetros  $S$ , dominio temporal

A primera vista los resultados obtenidos de este análisis no son muy satisfactorios en cuanto a la adaptación de los puertos se refiere, ya que no se cumplen las condiciones necesarias para el correcto funcionamiento. Pasamos a realizar las medidas en el dominio de la frecuencia en la figura 4.42.

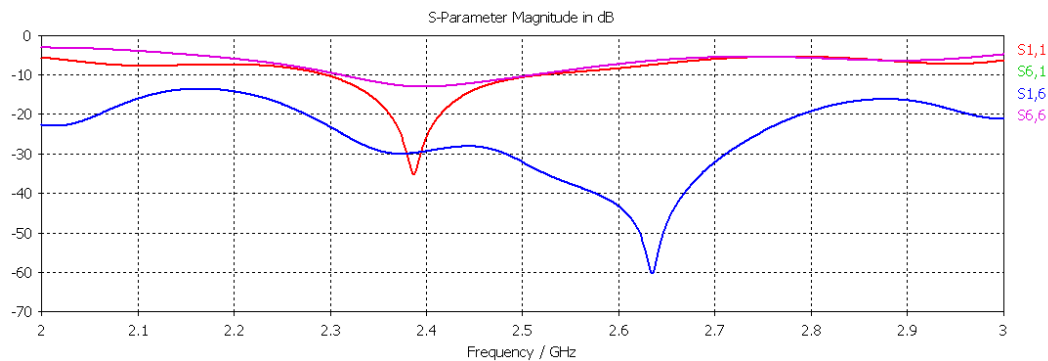


Figura 4.42: Parámetros  $S$ , dominio frecuencial

Al observar dicha figura destaca que sólo tenemos tres curvas pintadas. Esto se debe a que los parámetros  $S_{16}$  y  $S_{61}$  están solapados debido a la simetría, y tienen un valor de -28 dB en la frecuencia de interés, ofreciendo como en el caso anterior un aislamiento óptimo.

La curva del parámetro  $S_{66}$  muestra en esta simulación que pese a centrar su mínimo en 2.4 GHz cumple los valores establecidos de -10 dB de adaptación en la banda de 2.4 a 2.5 GHz de manera un poco justa. Para el  $S_{11}$  también se cumplen los requisitos de señal reflejada, además de contar con un margen mayor en la frecuencia inferior (-25 dB).

Debido a los buenos resultados obtenidos en el estudio de la red de manera aislada (sin la antena) y las propiedades de la antena se realiza una inspección de las conexiones para intentar encontrar el problema que reduce de tal manera las prestaciones. En la figura 4.43 se muestra una posible causa de los malos resultados, la unión entre los

puertos de la antena y la red. El tramo de línea de la red es muy ancho para el hilo de la antena y está a punto de hacer contacto con el plano de masa de la antena.

En el modelo construido las conexiones entre líneas no se realizan con una unión tal cual como en la simulación, sino que se acaban las líneas de los puertos con conectores. Debido a que en su construcción se evita este problema y que la simulación en el dominio frecuencial aporta unos resultados dentro de los límites establecidos se da por finalizado el análisis y se procede a la construcción de la red.

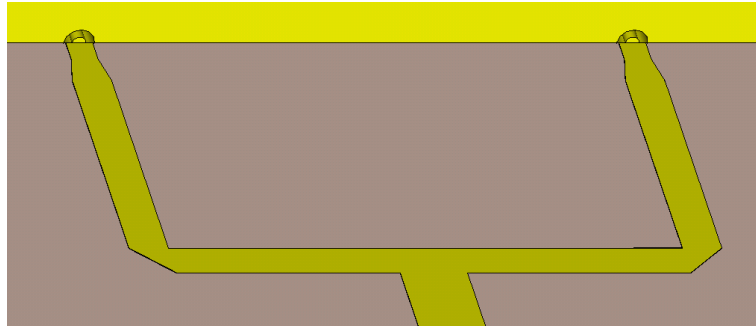


Figura 4.43: Detalle de la unión entre red y antena

## Capítulo 5

# Construcción y mediciones

### 5.1. Fabricación

La construcción de la red se lleva a cabo en los talleres de la Oficina Técnica de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Carlos III de Madrid. La fabricación de las líneas de transmisión se realiza mediante la técnica de «fotograbado», donde las placas de cobre quedan impresas sobre una película fotosensible. Todos los puertos se finalizan con conectores coaxiales que permitan su unión con la antena.

En la figura 5.1 se puede apreciar la parte superior de la red con las líneas de transmisión sobre el sustrato y los conectores coaxiales, mientras que en la figura 5.2 podemos observar la capa inferior, la placa de cobre que forma el plano de masa con los conectores de los puertos inferiores atravesándola.

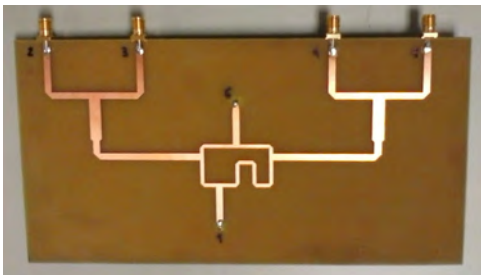


Figura 5.1: Cara superior de la red



Figura 5.2: Cara inferior

### 5.2. Caracterización

Hasta el momento en las simulaciones siempre se han analizado la matriz de parámetros  $S$  y el desfase entre las señales provenientes de las ramas de la red como formas de verificar el correcto funcionamiento de los diseños planteados. Llegados a este punto es necesario obtener estas medidas del diseño construido para comprobar que se cumple todo lo planteado anteriormente.

Para realizar las mediciones se utilizará el analizador vectorial de redes Agilent 8753-E (figura 5.3). Esta herramienta realiza el cálculo de los parámetros  $S$  a través de dos puertos, es decir, permite medir cuadripolos. Inyecta potencia por un puerto midiendo la potencia reflejada en ese puerto y la transmite al otro, para obtener de esta manera los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ . Esta operación se repite luego en el otro sentido.

A la hora de comenzar a realizar las mediciones es importante calibrar el analizador para eliminar el efecto de los cables, conectores y transiciones auxiliares (lo que está entre el equipo y los planos de referencia del cuadripolo). Esto se consigue conectando a los cables de medida un cortocircuito, un circuito abierto y una carga, el mismo dispositivo con los datos obtenidos ajustará las mediciones para evitar estos efectos no deseados. Únicamente queda fijar la frecuencia central en 2.45 GHz para comenzar a realizar las medidas.

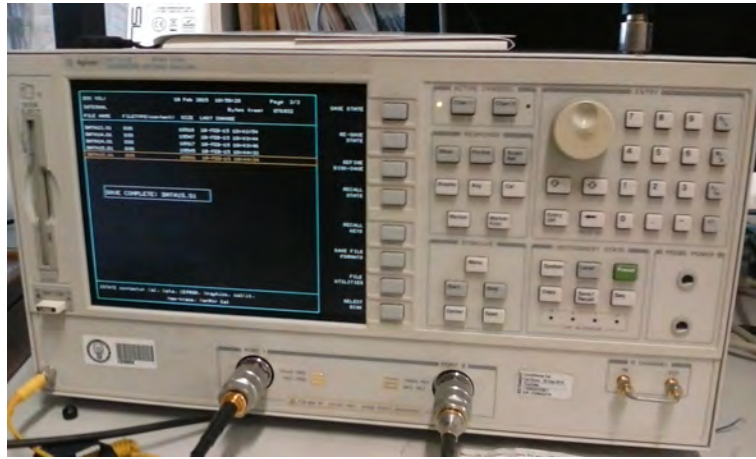


Figura 5.3: Analizador vectorial

Como primer caso estudiaremos la red de manera individual, como hemos mencionado el analizador tiene dos puertos, mientras que la red tiene seis. Para realizar todas las mediciones es necesario ir comprobando los puertos por pares y cerrando los que no se miden con cargas de  $50\Omega$  para que permanezcan adaptados. Al realizar dicho procedimiento quedarán varios resultados con 4 parámetros  $S$  cada uno (combinación de los dos puertos conectados en cada momento) de los cuales muchos se repetirán (como el  $S_{11}$  cada vez que se mida la señal transmitida a ese puerto) así que tomaremos sólo los necesarios.

Debido al funcionamiento como cuadripolo y para ver más claros los resultados los representaremos en gráficas divididas, primero la adaptación de los puertos #1 y #6, luego una comparación con los resultados obtenidos en CST para estos mismos, en otra gráfica las relaciones de señal transmitida desde el resto de puertos y por último los acoplos entre los distintos puertos y ramas.

En la figura 5.4 se muestran los parámetros medidos  $S_{11}$  (azul),  $S_{66}$  (rosa) y  $S_{16}$  (marrón). La reflexión alcanzada en estos puertos es muy baja, siempre por debajo de  $-19$  dB consiguiendo una buena adaptación en el modelo medido. Además vemos como esto se cumple no sólo en la banda de frecuencias de interés, sino que en ningún momento de la gráfica la adaptación sube de los  $-10$  dB. En el caso de la señal transmitida entre ambos puertos vemos como se mantiene un valor muy alto de aislamiento, del orden de  $-36$  dB en el extremo de la banda y  $-41$  dB de pico que evitan interferencias.

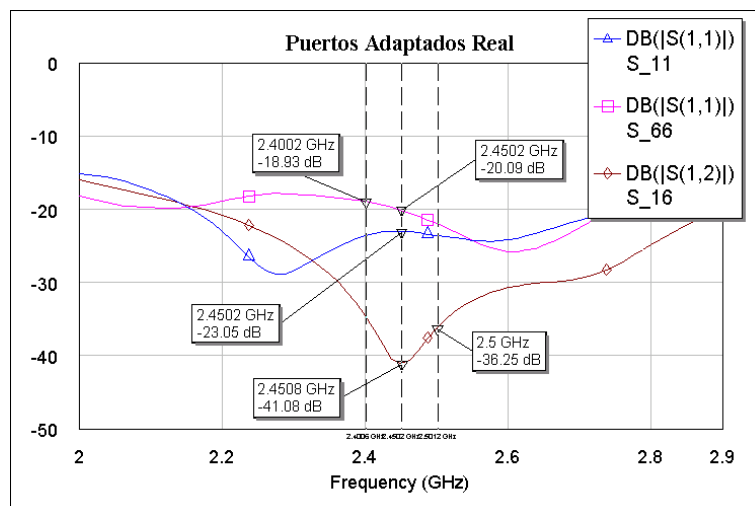


Figura 5.4: Medida de la adaptación de los puertos #1 y #6

Para hacernos una idea gráficamente de la situación que se planteaba en las simulaciones y el resultado final, en la figura 5.5 se comparan los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{66}$  de la simulación en el dominio de la frecuencia (ya que era la que presentaba mejores resultados) y las mediciones realizadas. Tomamos como referencia estos parámetros porque

son los más significativos, ya que los acoplos y las transmisiones son valores que no sufrirán grandes alteraciones, y en caso de hacerlo serán casi despreciables (como tener un aislamiento de -40 ó -45 dB).

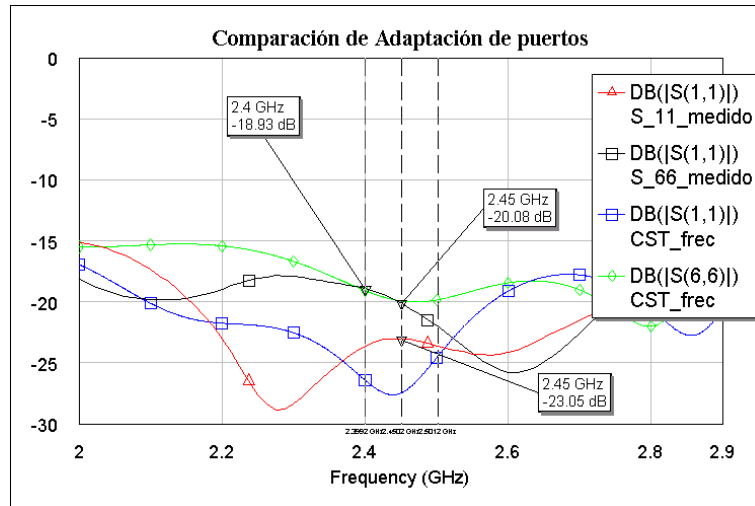


Figura 5.5: Comparación de la adaptación de los puertos #1 y #6 con CST

Las líneas roja y negra representan los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{66}$  (respectivamente) de la red construida, mientras que las líneas azul y verde son los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{66}$  de la simulación en el dominio de la frecuencia con CST. A primera vista se aprecia que son curvas con valores cercanos, por ejemplo el parámetro  $S_{66}$  en ambos casos tiene la misma adaptación en la frecuencia más baja de la banda (-19 dB) y en la frecuencia central (-20 dB), perdiendo algo de adaptación respecto a la simulación en la frecuencia más alta de la banda de estudio (3 dB de diferencia).

Para el parámetro  $S_{11}$  sucede al contrario, en 2.5 GHz tienen un valor muy próximo (-24 dB), pero en 2.45 GHz y 2.4 GHz la medida de la adaptación es inferior a la simulada en CST, pero siempre por debajo de los -23 dB, obteniendo unos muy buenos resultados.

La siguiente gráfica a analizar, la figura 5.6, representa los parámetros  $S$  de transmisión entre los puertos que irán unidos a la antena con los puertos de salida de la red. Es decir de los puertos #2, #3, #4 y #5 a los puertos #1 y #6 y viceversa. En todas las simulaciones previas se han obtenido valores entre -6 dB y -8 dB para estos parámetros, debido a los dos divisores de potencia que encontramos (en la rama y en híbrido) que introducen -3 dB cada uno y las pérdidas adicionales. Para el modelo construido estos valores se mantienen pero tienen una dispersión menor, centrados en torno a -7.1 dB.

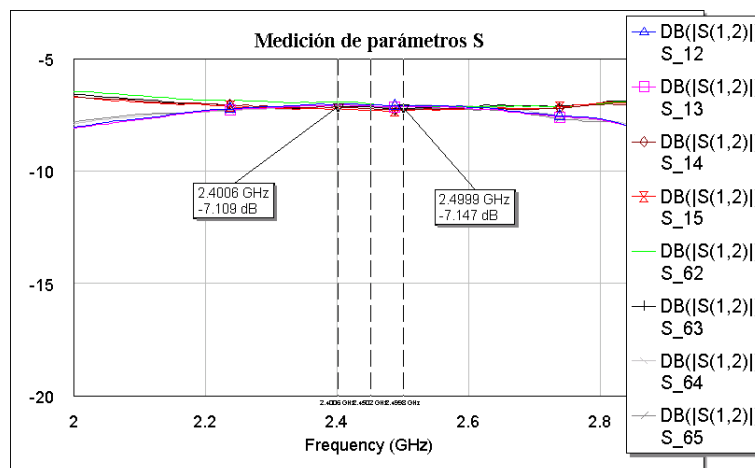


Figura 5.6: Medidas de varios parámetros S

Las últimas curvas que observaremos en la figura 5.7 son los acoplos que se producen entre puertos, transmisiones de señal no deseadas que empeoran las prestaciones de la red. Los parámetros  $S_{24}$  y  $S_{34}$  (azul y rojo) representan

los acoplos entre puertos de distintas ramas y tienen un valor inferior a -35 dB, lo que asegura un aislamiento muy eficaz.

La otra cara de la moneda son las reflexiones en los puertos que conectan con la antena, donde la adaptación apenas alcanza los -6.5 dB, como en el  $S_{55}$ , pero estos valores no pueden mejorarse con el tipo de red planteado. En el mismo rango de valores encontramos en la señal acoplada entre los puertos de una misma rama, representado por el parámetro  $S_{23}$ , y que ocurre de forma simétrica en la otra, son valores altos de acoplamiento pero que como en el caso anterior no pueden ser mejorados con el modelo red construido.

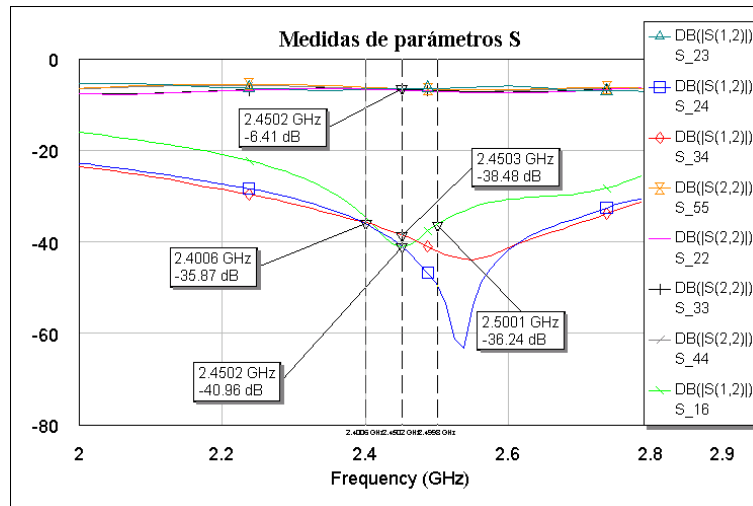


Figura 5.7: Medidas de acoplos y desadaptaciones

Como ha ocurrido en todas las simulaciones previas se finaliza con el análisis del desfase del acoplador. En la última revisión en la figura 4.37 se obtenía un error superior al obtenido habitualmente debido al desplazamiento de la banda adaptada a frecuencias superiores, con esto en mente se comprueba el valor medido en la figura 5.8:

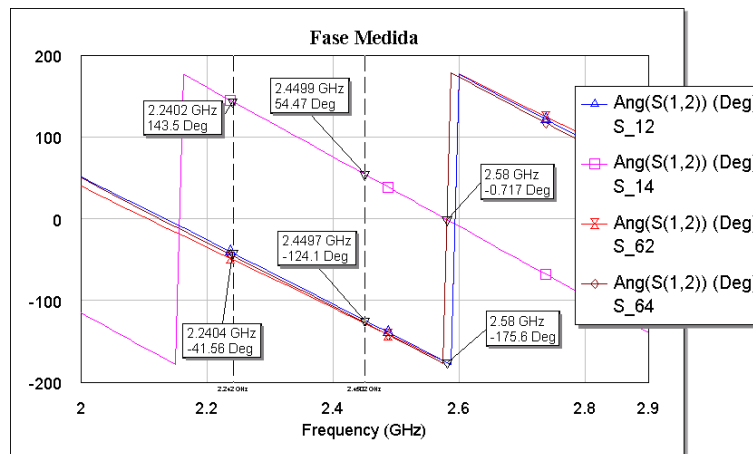


Figura 5.8: Desfase medido entre señales recibidas

Para la frecuencia de 2.45 GHz el desfase calculado es de  $181.43^\circ$ , mejorando el resultado obtenido con la simulación en el dominio temporal de CST y acercándose así a los valores de las simulaciones anteriores que eran más precisos. Para un error de fase de  $\pm 5^\circ$  respecto a los  $180^\circ$  deseados obtenemos un rango de frecuencias desde 2.24 GHz a 2.58 GHz. Resultando un ancho de banda efectivo de 340 MHz y relativo del 13.8 %, ya que debido a la buena adaptación de los puertos las limitaciones se producen por las características del acoplador híbrido (más restrictivo).

Una vez está caracterizada la red de formación de haz llega el momento de conectarla a la antena y evaluar los resultados, es importante que las distancias entre los puertos sean las correctas ya que pese a soportar ligeras desviaciones al tener cuatro uniones es importante ser precisos. En la figura 5.9 se pueden apreciar ambos elementos



combinados con los cuatro parches que forman el array de la antena.

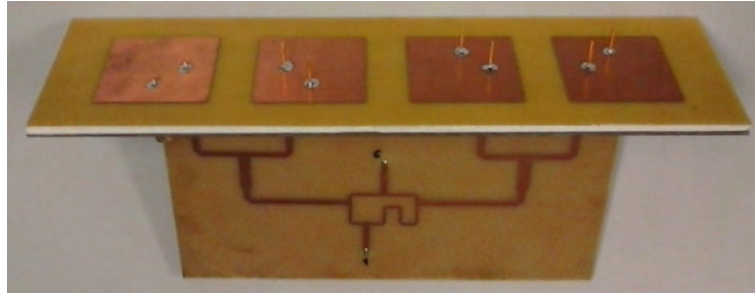


Figura 5.9: Elemento combinados

En la figura 5.10 se puede ver en detalle la conexión de los puertos de la red con los de la antena, como encajan perfectamente uniendo así los parches de la antena con el circuito de la red.

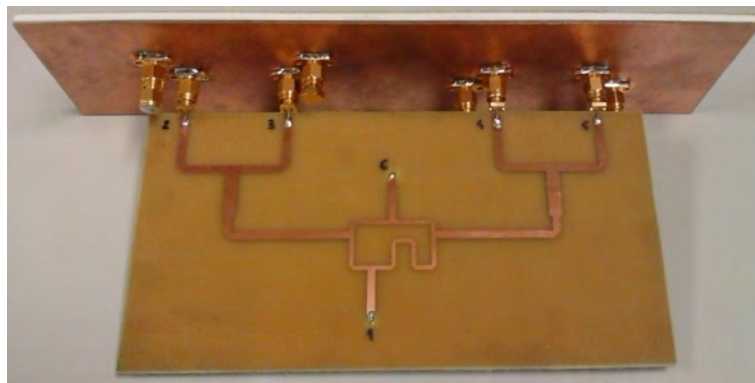


Figura 5.10: Detalle de la unión entre la red y la antena

Con los elementos ya conectados se procede a realizar las mediciones, en este caso únicamente nos encontramos con dos puertos para analizar, el #1 y el #6 que obtendrán las señales  $\Delta$  y  $\Sigma$  respectivamente. Esto simplifica el proceso, ya que el analizador dispone del mismo número de sondas y no hay que estar cambiando los puertos como en las mediciones realizadas a la red.

Tras usar el analizador se importan las medidas a la herramienta AWR-Microwave Office, obteniendo la figura 5.11 con los siguientes resultados:

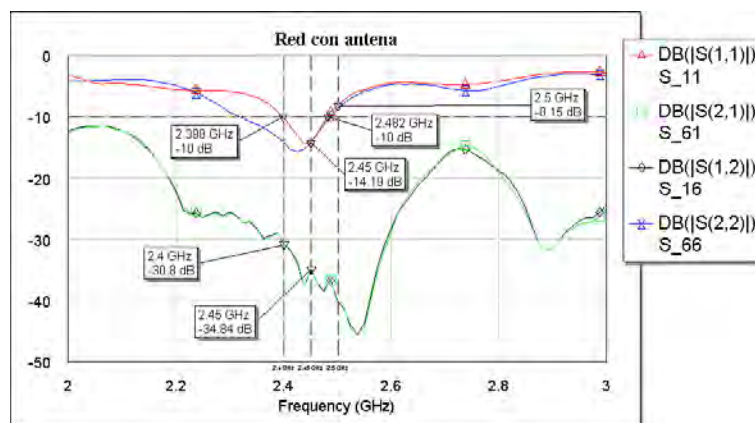


Figura 5.11: Medición de parámetros S con la red unida a la antena

En los parámetros  $S_{16}$  y  $S_{61}$  (líneas negra y verde respectivamente) observamos el aislamiento entre los puertos con resultados muy buenos, siempre con valores inferiores a -30 dB, es decir, la amplitud de la señal transmitida estaría afectada por un valor de escalado de 0.1 % en el peor caso de la banda de uso.



En cuanto a la reflexión de los puertos, los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{66}$  muestran que se obtiene un pico de adaptación de -14.2 dB en la frecuencia central de 2.45 GHz, superando así el valor establecido de -10 dB de adaptación. En el caso del puerto #1 se aprecia como ese pico está centrado con gran exactitud. No ocurre igual para el puerto #6, pero debido a su mayor amplitud de la zona de adaptación le permite no limitar la red (estará limitada por el  $S_{11}$ ). En el límite inferior de la banda (2.4 GHz), el  $S_{11}$  alcanza los -10 dB a la frecuencia 2.398 GHz y el  $S_{66}$  lo cumple de manera más holgada debido a la amplitud de su adaptación y al estar desplazado ligeramente hacia frecuencias inferiores, con un resultado de -14 dB.

El único problemas se encuentra en el límite superior, si bien la idea inicial era llegar a los 2.5 GHz con una adaptación de -10 dB o mejor, en ambos puertos se alcanzan valores más elevados de reflexión a partir de los 2.48 GHz. Un resultado algo menor de lo planteado que reduce el ancho de banda relativo al 3.43 % en vez del 4 % deseado. Pese a esto los resultados obtenidos son muy satisfactorios.

Como detalle en la figura 5.12 se compara la adaptación de los puertos de la red construida con la simulación en CST en el dominio de la frecuencia. En la simulación se aprecia que las curvas, en negro el  $S_{11}$  y en verde el  $S_{66}$  si cumplían lo establecido pese a no estar centrados los nulos de adaptación en la frecuencia central, con un ancho de banda relativo superior al 8 %. En los valores medidos (líneas roja y azul) se aprecia que están más centrados en la frecuencia central pero que debido a diversos errores introducidos que no se tenían en cuenta en las simulaciones se reduce la adaptación como se ha comentado.

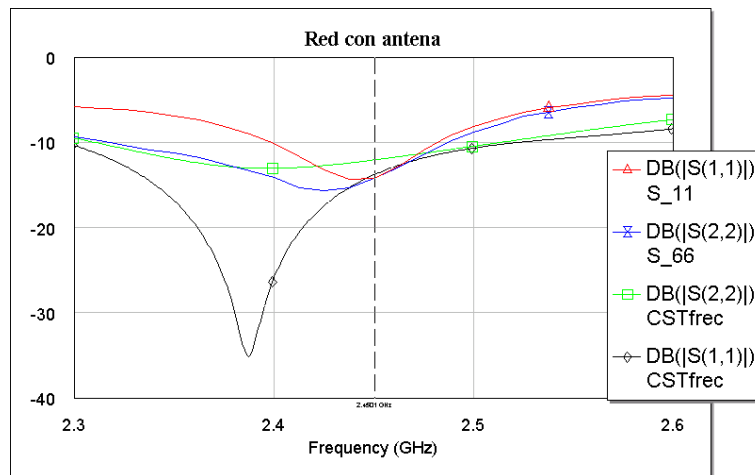


Figura 5.12: Comparación de la adaptación de los puertos con CST (frecuencia)

En principio no se plantea realizar ninguna medida de la radiación de la antena, pero para completar la información expuesta se realiza una simulación de la radiación de la antena en conjunto con la red de *beamforming*.

La primera comprobación a realizar es verificar que para la dirección de apuntamiento del array ( $\phi = 90^\circ$  y  $\theta = 90^\circ$  ó «Y») se cumplen las características de las señales suma y diferencia representadas en la figura 3.1 (a) y (b) respectivamente. Se indicaba en dicha figura que en la dirección de apuntamiento de la antena la señal suma debía tener un máximo y la señal diferencia un nulo. Representamos el diagrama de radiación para la componente  $\hat{\phi}$  en 2.45 GHz de ambos puertos obteniendo las figuras 5.13 ( $\Delta$ ) y 5.14 ( $\Sigma$ ). Para su representación se fija el valor de  $\theta$  en  $90^\circ$ , representado así la variación de  $\phi$  en el plano XY.

Para la figura 5.13 vemos como se cumple el mínimo en la dirección de apuntamiento  $\phi = 90^\circ$ , que se corresponde con el valor de la señal  $\Delta$  esperada, aunque aparece un leve pico y no tiene excesiva profundidad. En el caso de la figura 5.14 debería tener un máximo en la dirección  $\phi = 90^\circ$  para corresponderse con la señal  $\Sigma$ , pero vemos como el diagrama de radiación muestra una ligera desviación, obteniendo dos «picos» próximos a la dirección de apuntamiento ( $\phi = 75^\circ$  y  $\phi = 105^\circ$  aprox.) en lugar del máximo deseado centrado. Debido a esto nos indica que la dirección del máximo de esta señal se encuentra en la dirección  $\phi = 40^\circ$ ,  $\theta = 90^\circ$ , resultado inesperado.

Debido a estos resultados se realiza una medida adicional rápida para comprobar que se reciben las señales sigma y delta necesarias para los cálculos del radar. Consiste en utilizar una antena receptora conectada a un analizador de espectros 8595-E para medir la potencia recibida. Con la antena (array) conectada a la red y esta al analizador

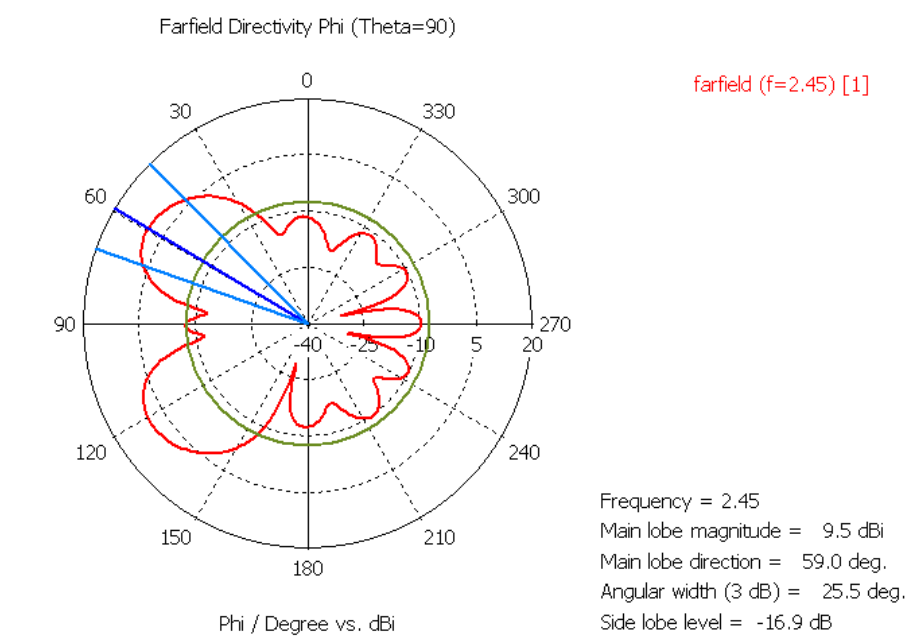


Figura 5.13: DR. Componente  $\vec{\phi}$  de la señal  $\Delta$  en XY (principal).

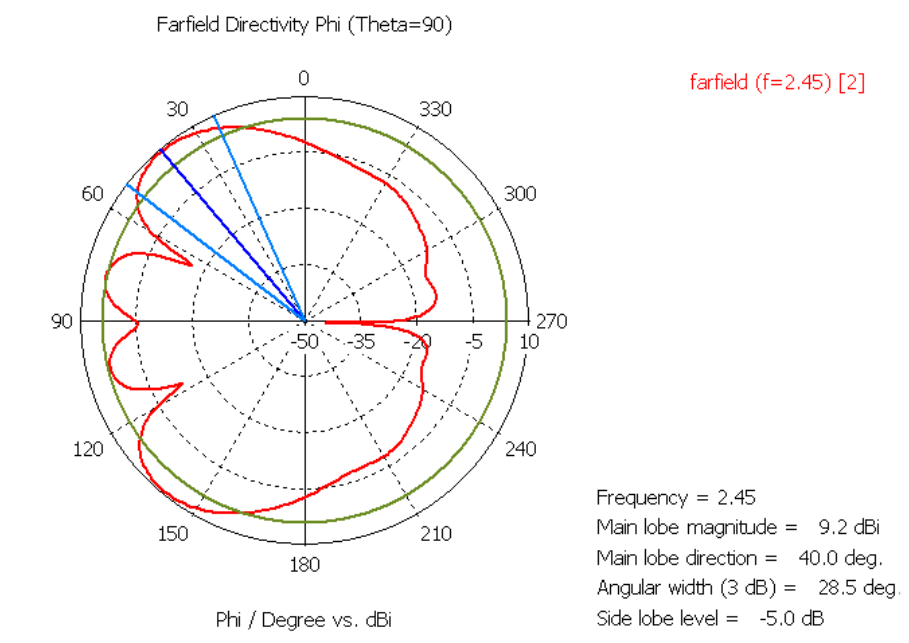


Figura 5.14: DR Componente  $\vec{\phi}$  de la señal  $\Sigma$  en XY (principal).

vectorial 8753-E (el mismo que se usaba para generar las medidas) se genera una señal de 0 dBm que es emitida por la antena. A una distancia de cinco metros se coloca una antena receptora en la misma frecuencia de trabajo (usamos otra de parche con tecnología microstrip) conectada al analizador de espectros y apuntando a la anterior. Llegados a este punto se obtienen datos incongruentes respecto a las señales deseadas  $\Sigma$  y  $\Delta$  (no se pueden distinguir), que junto con los diagramas de radiación de las figuras 5.13 y 5.14 donde el resultado no era óptimo, hacen que se decida revisar la antena.

### 5.3. Revisión

Tras analizar la posición de las sondas (de los puertos utilizados) se observa que varían su posición respecto a los parches, quedando en la misma posición las sondas de los puertos #2 y #4 por un lado y #3 y #5 por otro. Este hecho implica que si queremos que las sondas posicionadas de forma distinta (#2 y #3) radien en fase, las excitaciones deben estar en oposición de fase ( $180^\circ$ ). Excitado así el mismo modo en el parche aunque las sondas estén en lados opuestos.

Es resumen, para obtener la señal  $\Sigma$  la antena necesita una alimentación con fases  $0^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $0^\circ$  y  $180^\circ$  en los puertos #2, #3, #4 y #5 respectivamente, y nuestra antena le proporciona una fase  $0^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $0^\circ$  y  $0^\circ$ . Viendo este caso, la señal  $\Delta$  necesitaría una fase en su red de formación de haz de  $0^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $0^\circ$  para los puertos #2, #3, #4 y #5 respectivamente, y la red construido le proporciona  $0^\circ$ ,  $0^\circ$ ,  $180^\circ$  y  $180^\circ$ .

Por lo tanto estos resultados aparentemente extraños en la radiación se deben a la incompatibilidad entre la antena y la red de *beamforming* diseñada, debido a su excitación equifase. Una manera de hacer que sean compatibles es mediante el uso de latiguillos coaxiales, que permiten variar la conexión entre los puertos de la red y los de la antena de forma adecuada.

La antena necesita una distribución de fases distintas a las que aporta la red, pero como comprobación de la unión en el caso de que fuera correcta se decide representar en la figura 5.15 el diagrama de radiación de la señal «suma» del conjunto antena-red y en la figura 5.16 el de la antena (con la distribución de fases que le aplicaría la red) para comparar las alteraciones introducidas por la red de *beamforming* en la señal que se obtendría. Seguimos el mismo criterio para representar el diagrama de radiación que anteriormente ( $\theta = 90^\circ$  y se representa  $\phi$ ).

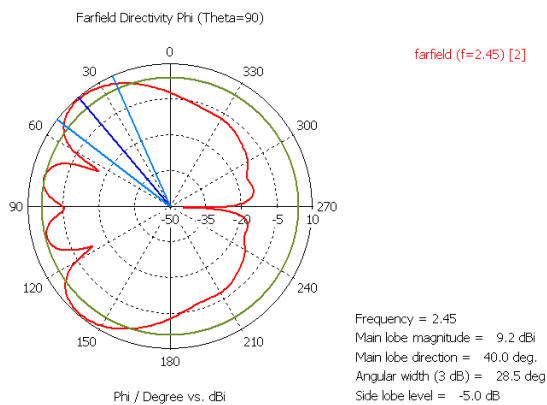


Figura 5.15: DR. Señal  $\Sigma$  para la red con la antena en XY.

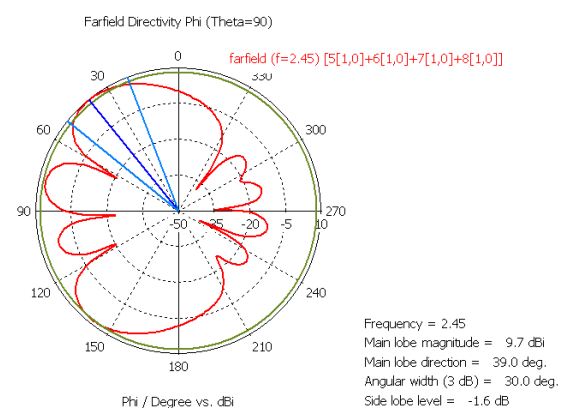


Figura 5.16: DR. Señal  $\Sigma$  para la antena en XY.

También se representa el diagrama de radiación de la señal «diferencia» de la antena con la red (fig. 5.17) junto al formado por la antena de manera individual con la fase que tendría si estuviera la red (fig. 5.18).

En ambos casos los resultados son muy parecidos, los valores de los lóbulos principales, su dirección de apuntamiento o el caso del nulo en la señal  $\Delta$  apenas sufren variaciones. Esto sirve para hacerse una idea del bajo impacto de la red de alimentación de la antena a la hora de estudiar la radiación, y que ambos módulos pueden diseñarse de manera independiente sin afectar uno a las propiedades del otro.

En definitiva la red de *beamforming* construida tiene unas muy buenas características, aunque no las adecuadas

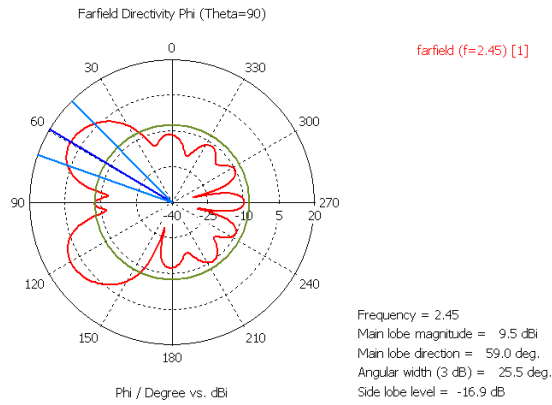


Figura 5.17: DR. Señal  $\Delta$  para la red con la antenna en XY.

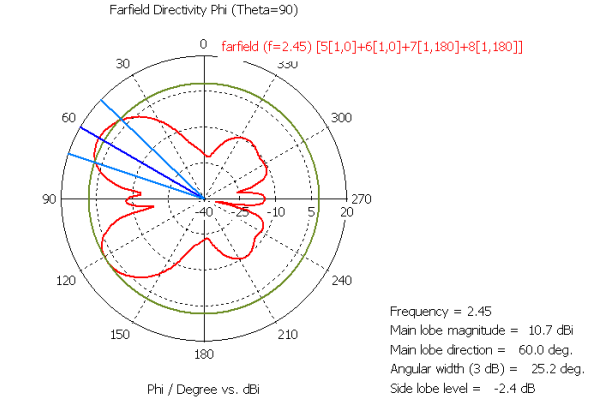


Figura 5.18: DR. Señal  $\Delta$  para la antenna en XY.

para la antenna inicial, pero que sí podría utilizarse con otros modelos.

A modo de ejemplo, se muestra en la fig. 5.19 un posible uso de esta red con cuatro monopolos impresos de banda ancha, que se pueden conectar directamente mediante conectores SMA. Esta antenna no se ha analizado en más profundidad por falta de tiempo. También se pueden plantear otras alternativas basadas en dipolos impresos.

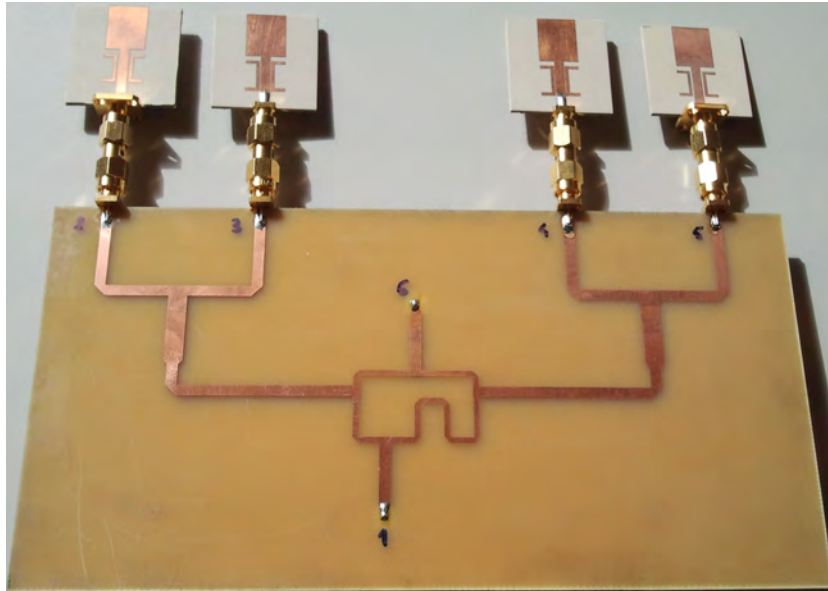


Figura 5.19: Red con monopolos impresos

En el caso de la figura 5.19, los elementos no están equiespaciados. Si se desea implementar una antenna con un array de elementos equiespaciados, como en la figura 5.20, las líneas de alimentación de las antenas deben ser de la misma longitud eléctrica (indicadas en rojo en la figura) para que se siga manteniendo la iluminación de fase Sigma y Delta deseadas.

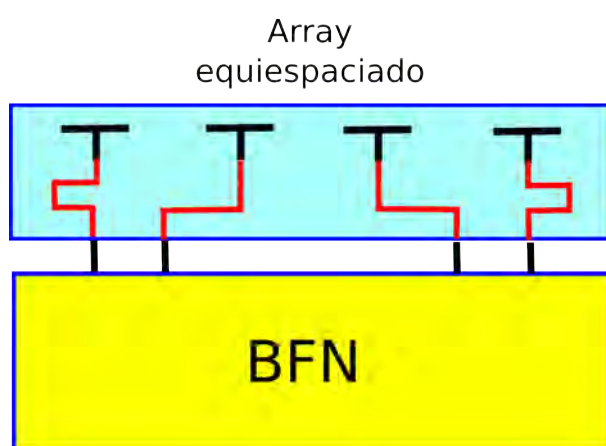


Figura 5.20: Ejemplo de antena con array de elementos equiespaciados.

## Capítulo 6

# Conclusions and future research lines

This Project began oriented to building a complete radar system, but while the documentation and the study of the type of antenna and network of beamforming that feeds it were progressing, the project was diverted to see the possibilities offered to work only with the aforementioned network.

In this moment is proposed how to feed an existing antenna for the  $\Sigma$  and  $\Delta$  patterns necessary components for phase-comparison monopulse radar. The first questions were how they were going to join the four ports of the antenna to collect the received signal, after setting three different options was chosen the «T» union. This choice was not because it had the best performance, but because it was best suited to the characteristics that should reflect the network: a simple, compact and low cost element.

Once the topology was chosen began the different simulations, adapting the network to the possibilities offered its construction, both individual items and in general. In all cases they have been successful after many (and very long) simulations, reaching the final designs.

Because of this, the transmitted power between the ports that connect the antenna with  $\Sigma$  and  $\Delta$  outputs has a measured value at approximately -7.1 dB in the circuit, whereas in the CST simulation are reached values of -7.8 dB at the center frequency, that is, the network measures obtained improves performance of simulations in some cases.

Another example is the impedance matching band of the network when not connected to the antenna. In principle, a relative bandwidth of 4 % where impedance matching has a value less than -10 dB was sought. This objective is fulfilled more than enough with a relative bandwidth greater than 40 %. While it is true that the 180° hybrid coupler reduces the bandwidth to 14 % for an error of five degrees.

With respect to the results obtained with the implemented antenna we see that the characteristics diminish, the initial bandwidth does not come to be fulfilled completely, lack a little in the upper frequency, is in 2.48 GHz (-10 dB) instead of the 2.5 GHz established. This is due to the fact that an impedance matching of -10 dB is a demanding value, for 2.5 GHz the impedance matching value is -8.15 dB. These data together with phase variation problems discovered late, makes it a better option to search for an antenna with phase characteristics similar to those of the network for the implementation of the radar system, as the example of monopoles.

Evaluating the final result of the beamforming network individually, we can say then that the objectives have been reached to build a network of low budget, with a reduced size and that meets the initial characteristics, overcoming them in almost all aspects.

Once completed the work described proposed new lines of action and research:

- Complete phase-comparison monopulse radar by adding the rest of necessary blocks (mixers, amplifiers, a new antenna, etc.) presented in figure 3.2.
- With regard to the problems obtained with the radiation characteristics of the antenna, the model could be implemented by varying the connection between the ports of the network and the antenna coaxial cable assemblies through properly. Even the other antenna polarization (with the ports that are not used) could be tested to compare the results.

- Another aspect to consider is to solve the problem with the gap of ports for adequate radiation using fixed-size ( $\lambda/2$  specifically) coaxial cable assembly to introduce a gap of  $180^\circ$  in the desired ports without the need to alter the order of connections.
- Study the proposed case where 'printed dipoles/monopoles' are connect to the network, getting their characteristics through simulation as its measures later. This can be done for both examples, the case of the 'printed dipoles/monopoles' connected directly and in which the elements are equispaced (fig. 5.20).
- Due to the high bandwidth obtained in terms of the impedance matching of the parameters (not as well in the phase lag of the coupler), to study its possible use in other frequency range.
- One of the characteristics of this project is that it is based on low-cost materials, if you delete this property could be sought a design that would allow them to maximize the performance of the network. This would be accomplished through the use of substrates for best performance and silvering the conductors, which would mean an increase in the cost.

## Capítulo 7

# Estudio socio-económico

Como ocurría a principios del siglo XX, hoy en día el campo de la tecnología radar se desarrolla principalmente de cara a un uso militar. Son numerosos los países que mejoran constantemente sus sistemas de defensa a base de nuevos sistemas radar para la detección de ataques con misiles como EE.UU.

Hace menos de un año por ejemplo en Australia se adquirió un sistema radar de defensa aérea. EE.UU mandó 20 equipos radar militares a Ucrania para tratar de ayudar en el conflicto que se está llevando a cabo en ese país, estos son sólo un par de ejemplos de tantos que suceden día a día.

Podemos observar como la inversión en equipos radar se ha visto muy fortalecida a nivel global, si bien esta inversión es casi siempre a nivel militar, casi todos los adelantos tecnológicos acaban adaptándose a la sociedad civil como se ha visto. Los ámbitos más probables para su evolución serán el desarrollo de sistemas de vuelo comercial y de ayuda a la conducción de automóviles, así como radares que combinan diversas antenas para generar modelos en varias dimensiones. Llegando incluso a plantear nuevas perspectivas, como una cuarta y una quinta dimensiones, que consistirían en incorporar nuevas variables, como el tiempo o la temperatura [13].

En el ámbito europeo destaca la inversión en mejorar los sistemas de asistencia a la navegación aérea con nuevos radares (como el llamado modo «S») que mejoran la congestión del tráfico aéreo sin descuidar la seguridad. A nivel espacial la Agencia Espacial Europea está preparando un sistema radar para mejorar la seguridad de futuras misiones espaciales.

Como ejemplo concreto de esta gran evolución tenemos el sistema radar *Captor-E* para el avión de combate *Eurofighter*. Este ambicioso proyecto formado por Alemania, Gran Bretaña, Italia y España pretende desarrollar e integrar el sistema de radar tecnológicamente más avanzado del mundo.

En este proyecto destaca la intervención de la empresa española Indra, que afirma lo siguiente «La tecnología que introduce el nuevo sistema, una antena de apuntamiento electrónico (AESA), unido a la capacidad de movimiento de la antena del radar, dotarán al Eurofighter de una visión mucho más amplia que la de las otras aeronaves con las que compite en el mercado».

No se puede olvidar la constante inversión en el cotidiano radar de velocidad de las carreteras, en España se han invertido más de 2 millones de euros en los últimos dos años en este tipo de radares. Pasando de los radares que utilizan el efecto Doppler para calcular la velocidad a radares láser que emiten dos haces de luz y calculan el tiempo que tarda el vehículo de uno a otro para obtener la velocidad.

Por todo esto existe una tendencia ascendente donde tanto la inversión en estas tecnologías como su innovación no tiene un límite a corto ni a largo plazo, convirtiéndose en un campo interesante de investigación y desarrollo.

### 7.1. Regulación

La principal regulación que puede afectar al radar que se quiere construir es la asignación de la banda de frecuencia en la que trabaja. El encargado de regular el espectro de frecuencias en España es el Cuadro nacional de atribución de frecuencias (CNAF) que define la banda de 2400 a 2500 MHz (frecuencia central 2450 MHz) para su uso en



aplicaciones industriales, científicas, y médicas, más conocida como ISM (Industrial, Scientific y Medical).

El uso de dispositivos de comunicación en las bandas ISM está completamente abierto, siempre que se respeten unos límites en lo referente a la potencia de transmisión. Al tratarse de una banda de uso común se deberán aceptar las interferencias producidas por otras aplicaciones en la misma banda [15].

En las notas de utilización nacional (UN) establecidas por el CNAF se estipula en el apartado 85 la potencia máxima de radiación en la banda ISM de 2.45 GHz: «Los dispositivos pueden funcionar con una potencia isotrópica radiada equivalente (pire) máxima de 100 mW conforme a la Decisión de la Comisión 2011/829/UE y la Recomendación CEPT ERC/REC 70-03».

En el apartado 86 de las notas de utilización se especifica el *pire* para los «sistemas de radar en aplicaciones de detección de movimiento y vigilancia, determinación de la posición, velocidad y otras características de un objeto». Categoría que engloba el radar que a diseñar. En el caso de la banda de 2.45 GHz el límite está establecido en **25 mW** [15].

Como última mención de la regulación está el Real Decreto 1066/2001, de 28 de septiembre de 2001 [16], por el que se aprueba el Reglamento que establece condiciones de protección del dominio público radioeléctrico, restricciones a las emisiones radioeléctricas y medidas de protección sanitaria frente a emisiones radioeléctricas.

En él se establecen restricciones básicas a la exposición a las emisiones radioeléctricas: «Entre 100 kHz y 10 GHz se proporcionan restricciones básicas del SAR para prevenir la fatiga calorífica de cuerpo entero y un calentamiento local excesivo de los tejidos.»

El SAR es el *índice de absorción específica de energía*, se define como la energía absorbida por unidad de masa del tejido corporal, y se puede calcular para el cuerpo entero o para ciertas partes. Sus unidades de medida son [W/kg]. Para la frecuencia a la que trabajamos se define el SAR máximo al que puede someterse una persona con los siguientes valores (10 MHz - 10 GHz):

- SAR medio del cuerpo entero: 0.08 W/kg.
- SAR localizado (cabeza y tronco): 2 W/kg.
- SAR localizado (miembros): 4 W/kg.

El objetivo de esta restricción es proteger los tejidos del sistema nervioso de los efectos producidos por la exposición a los campos electromagnéticos.

## 7.2. Planificación

Para poder plantear un presupuesto es necesario realizar previamente un estudio donde se exponga la planificación del proyecto.

Se tienen en cuenta diferentes fases dentro del proyecto:

- Documentación, se trata de la primera etapa donde se ha recopilado información a cerca del trabajo a realizar.
- Una vez se tiene esa información se empieza a plasmar con el editor de texto LATEX, cogiendo hábito en el uso del programa.
- Se plantean los primeros estudios previos a cerca del tipo de radar, las líneas microstrip y otros conceptos.
- El siguiente paso es la generación de los primeros prototipos con AWR-Microwave Office, previamente se ha utilizado el programa con ejemplos básicos para familiarizarse.
- Con los primeros diseños realizados se pasan al software CST para realizar simulaciones más complejas, lo que supone además aprender el manejo del programa.
- Cuando el diseño es satisfactorio se manda para su construcción en el taller.

- Una vez se tiene el modelo construido se caracteriza con todas las medidas pertinentes.
- Por último se recopila toda la información en la memoria del TFG.

El tiempo establecido inicialmente para la realización del trabajo era de 5 meses, pero debido a dificultades con las herramientas de simulación y los recursos (tiempo) necesarios para obtener resultados coherentes en ellas, el proceso se alargó algunas semanas.

En la figura 7.1 se especifican las semanas invertidas en cada fase del proyecto.

### 7.3. Presupuesto

En este apartado se detallan los recursos necesarios para la elaboración del proyecto. Estos gastos se dividirán en dos, gastos en recursos materiales y gastos en recursos humanos.

#### 7.3.1. Gastos materiales

Dentro de los gastos en material están diferenciadas tres partes, el material necesario para la simulación, los recursos necesarios para la construcción y los equipos de medida.

- Para el proceso de simulación lo más importante son las licencias de los programas empleados, CST-Microwave Studio 2011 y AWR-Microwave Office (NI) (además de un ordenador con capacidad para procesarlos). Utilizados tanto en la simulación como en la representación de gráficas.
- Para la construcción los materiales necesarios son la fibra de vidrio FR4 para el sustrato, obre del plano de masa, las líneas microstrip y los hilos que atraviesan el sustrato y seis conectores SMA (SubMiniature version A) para la salida de los puertos.
- En cuanto a los equipos de medida ha sido necesario el uso del analizador vectorial de redes 8753-E para caracterizar la red y el conjunto formado con la antena, se alquilará durante un mes para poder realizar las pertinentes medidas.

En la tabla 7.1 se incluyen los gastos en elementos para la simulación y medición de la red:

Descripción	Duración	Precio
Ordenador	-	700 €
Licencia universitaria CST-Microwave Studio	1 año	2000 €
Licencia Univeritaria AWR-Microwave Office	1 año	2500 €
Analizador vectorial de redes	1 mes	160 €
<b>Total</b>		<b>5360 €</b>

Tabla 7.1: Gastos materiales I

Los gastos en materiales necesarios para la construcción se encuentran en la tabla 7.2:

Descripción	Precio	Cantidad	Total
Sustrato*	12 €	1 lámina	12 €
Conectores SMA	6 €	6 unidades	36 €
<b>Total</b>			<b>48 €</b>

Tabla 7.2: Gastos materiales II

\* Las planchas de sustrato incluyen el cobre necesario, ya que están metalizadas por las dos caras, y esto es lo que se elimina por fotograbado y revelado en la fabricación.

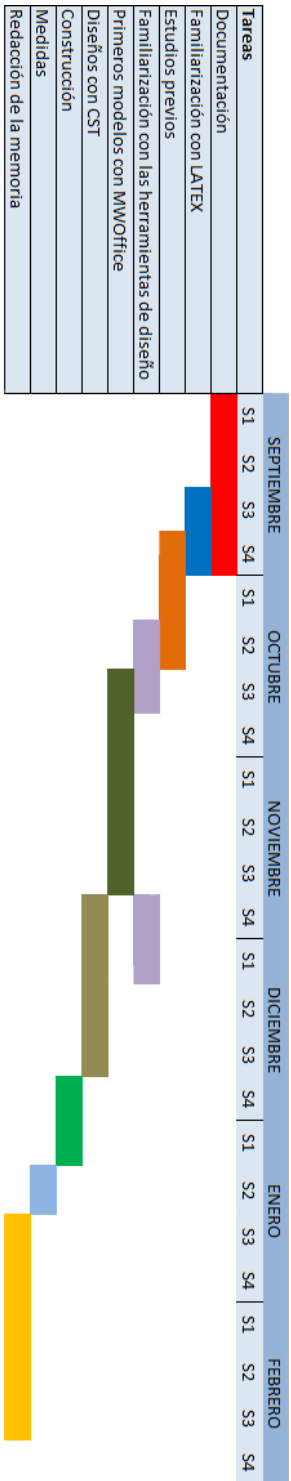


Figura 7.1: Planificación del trabajo

### 7.3.2. Recursos humanos

En este apartado se tienen en cuenta las horas de trabajo invertidas en realizar el proyecto, se incluye la aportación de un recién graduado en ingeniería que realiza los cálculos y simulaciones y el tutelaje de un ingeniero senior. Las horas indicadas se calculan sobre el tiempo que ha sido empleado y no por las horas por crédito estipuladas. También hay que añadir las horas de trabajo en la oficina técnica para la construcción del prototipo. Figura 7.3.

Descripción	Precio	Horas	Total
Ingeniero junior	8 €/h	310 h	2480 €
Ingeniero senior	32 €/h	30 h	960 €
Oficina Técnica UC3M	20 €/h	8 h	160 €
<b>Total</b>			<b>3600 €</b>

Tabla 7.3: Gastos personal

### 7.3.3. Gastos totales

Los gastos totales serán la suma de los anteriores:

Descripción	Total
Recursos humanos	3600 €
Gastos materiales (totales)	5408 €
<b>Total</b>	<b>9008 €* </b>

Tabla 7.4: Gastos totales

\*Impuestos incluidos.

El presupuesto total es de **nueve mil ocho euros**.

# Apéndice A

## Summary

### A.1. Introduction

The term radar comes from the acronym Radio Detection and Ranging, it is based on an electromagnetic system designed for the detecting and locating objects. Its operation consists in the emission of a radio impulse, a part of the transmitted signal reaches the target and is radiated in all directions, the energy returned towards the radar is known as «echo» and it is processed to extract information about the target. The use of different wavelengths for the transmitted signal is useful to detect targets beyond the range of other emissions such as light or sound. It is possible to extract important information from the received echo signal:

- Detection of static or moving targets: the reception of an echo signal means the detection of a target, either static or moving.
- Determination of the distance to the object (range) as well as its altitude and orientation compared to the transmitter. The object distance is calculated by measuring the time since the pulse is emitted until it is received back after being reflected by the object. The orientation is determined by the arrival position of the reflected wave front. The most common instrument used for measuring the arrival position are narrow beam antennas.
- Determination of speed and moving direction. If there is a relative movement between the target and the RADAR, the variation in frequency between the received and the transmitted signal due to Doppler effect is used to measure the speed of the object. This effect can also be used in the distinction between static and moving objects [1].

### A.2. Documentation

This section contains some basic documentation for the project development. Starting with details of monopulse radar (model that tries to be implemented), microstrip technology that will be used and a set of objectives defined at the start of the Bachelor Thesis.

#### A.2.1. Monopulse radar

There are two types of monopulse radar, amplitude-comparison (the necessary signals are calculated with two slightly offset antennas that are added and subtracted) and phase-comparison, which is the one that we want to create. The main feature of the monopulse radar is that it can determine the position of a target or azimuth of each signal «echo» (or response) received without the need to make a sweep the antenna to determine the angle of arrival.

To achieve these results is required the intervention of two signals [6]:

- Sum signal or  $\Sigma$ , it is the signal used in the transmission and reception, is emitted by the different elements of the antenna (or antennas) with the same characteristics.
- Difference signal or  $\Delta$ , the difference signal is only used in the reception and serves to obtain the magnitude of the angle error [7].

The angle between the axis of the antenna and the direction of the target is called OBA (Off-Boresight Angle) and is represented as  $\Delta\vartheta$ . When the direction of the axis of the antenna is the same that the echo signal received ( $\Delta\vartheta = 0$ ) both signals are in phase, there is a maximum in the signal sum and a minimum in the difference signal in that direction.

To obtain the signal sum and difference is necessary the use of an element that allows offset both signals 180 to achieve the cancellation effect in the signal  $\Delta$  when the signal  $\Sigma$  has a maximum of radiation. In this case it is chosen a 180° hybrid coupler.

### A.2.2. Microstrip technology

Microstrip technology will be used for the implementation of the beamforming network, now sets out their main features.

Microstrip line is one of the most popular types of flat transmission lines principally because it can be manufactured using photoengraving processes and integrates easily with both active and passive microwave devices. In table A.1 are the microstrip parameters.

$\epsilon_r$	Relative permeability
$\tan \delta$	Loss tangent
W	Width
t	Thickness
L	Length
d	Substrate thickness
GND	Ground plane

Tabla A.1: Microstrip parameters

### A.2.3. Objectives

The purpose of this Bachelor Thesis is the study, design, optimization, construction and subsequent analysis of a beamforming network for a monopulse antenna in the ISM band of 2.45 GHz. The network will be designed in microstrip technology and is intended to be integrated into a future design of a continuous-wave monopulse radar with linear frequency modulation for short-range detection.

The BFN will be used in conjunction with the antenna array designed by Pablo Garrido [4] which comprises four patch elements, it is a model already built to keep in mind the limitations that this entails, both in size and performance. The design will be as compact as possible, trying to efficiently combine an optimized use of space without affecting the performance of the circuit. As a starting point for achieving these objectives is studied a radar model described in [5].

The center frequency will be 2.45 GHz and intends to obtain a relative bandwidth of 4 % (equation A.1), an operating band between 2.4 GHz and 2.5 GHz that corresponds with the band of 2.45 GHz of free emission for industrial, scientific and medical applications (ISM).

For this range of frequencies the impedance matching or reflected power of the ports must be lower than -10 dB for consider adapted. The coupled power must have the possible minimal value, looking for reach the order of -20 dB in the situations that it is possible to maintain the isolation between those ports.

$$BW_r = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0} \quad (A.1)$$

Where:

- $BW_r$ : 4 %
- $f_{max}$ : 2.5 GHz
- $f_{min}$ : 2.4 GHz
- $f_0$ : 2.45 GHz

To reach these intentions different designs and simulations will be realized in several programs. From the basic elements with Qucs [9], the lines of transmission and representation of the necessary graphs with AWR-Microwave Office [10], until the network together with the antenna on CST Microwave Studio [11].

With all this previous work of simulation, joined the employment of materials of low cost in its construction, it tries to obtain a beamforming network as efficient as possible, both at performance and to economic level that serves like solution to the network of the monopulse radar.

### A.3. Design

#### A.3.1. Design of the «T» network

In this case we will analyze three different models: with Wilkinson power divider, in series and in form of «T». For this study is considered one of the branches (the one that joins the ports #2 and #3 with the hybrid for example), since both will be the same.

The model chosen after analysis is the network with «T» form, while not offers the greatest benefits in terms of the impedance matching of its ports and there is a certain power engaged between the outputs. But this network has the best relation of transmitted power (along with Wilkinson network) and has a symmetry that allows it to get the same values in both ports. On the other hand does not contain active elements to dissipate power.

After choosing the «T» network as a model for the design we have to recreate it using microstrip technology with AWR-Microwave Office. It is important to bear in mind the limitations introduced by the antenna to which you want to connect, s the number of patches or the distance to which are. Therefore we will need a network in the form of «T» with a fixed distance between the ports of a branch of 41 mm like the the distance between the ports of the antenna. We will use two of these networks to connect with the four patches, being a design with two branches, which must be separated each other 82 mm (between the closest ports of each branch).

Designed model conforms to the theoretical values which can be achieved with this model of network, so after improving some detail is passed to the next item.

#### A.3.2. Hybrid coupler

As mentioned above for the correct operation of the radar is required to extract the signals  $\Sigma$  and  $\Delta$  of the signal received by the antenna. To do this we will use a 180° hybrid coupler, a passive device with four ports, without losses and reciprocal.

Instead of making a circular design, as usual, We will implement a compact model, which in turn is better suited to the characteristics of the antenna that you should connect, it will be a «square» model.

After creating several designs to improve its form, the result is a hybrid that meets the desired characteristics occupy the minimum space and have their ports of entry (#2 and #4) at the same level, without leaving aside the optimization of its characteristics as a good impedance matching, and the division of power and offset corrects.

## A.4. Optimization

Once the parts of the network are defined, comes to join them to see the final result. As mentioned at the start of the design there is a fixed distance between the ports of the «T» networks due to the characteristics of the antenna, and this also happens between both «T» networks. Conditioning design and the length of the horizontal branches that unite the 180° hybrid coupler with such networks.

The elements and the possible parameters (vertical length of the sections) are adjusted to center the impedance matching in the desired frequency. The result is an impedance matching that meets the requirements comfortably and in terms of the phase, for center frequency the gap will be **180.02°**. We also checked other values, for frequency 2.274 GHz the gap is 175.01° and for 2.65 GHz, 184.45°. This tells us that we have a very high bandwidth for an error of  $\pm 5$  degrees, approximately **380 MHz**, more than 15 % of relative bandwidth. Overcoming the 4 % established at the beginning

### Simulation with CST

The design is now being analyzed with the CST program, where we introduce new parameters to verify that the simulations above are correct. The impedance matching as until now is good, always fulfilling the objectives. For the center frequency we estimate a gap of 177.63 °, with an error of 2.39°.

We also analyze the bandwidth for an error of  $\pm 5^\circ$ . This condition is met between 2.39 - 2.74 GHz frequencies (14.3 % of relative BW). Therefore confirmed the results obtained.

With all data of beamforming network verified, it's time to take the union with the antenna to view their joint response. Taking the design of the antenna in CST done by Pablo Garrido in his Bachelor Thesis we proceed to its insertion. From the beginning the network design with the measures appropriate to the characteristics of the antenna does not produce errors between the ports distances and connects successfully.

We realize the simulation to verify the results.

The parameters  $S_{16}$  and  $S_{61}$  are overlapping due to the symmetry, and have a value of -28 dB in the frequency of interest, offering optimum insulation.

The curve of the parameter  $S_{66}$  shows in this simulation despite that it is centred in 2.4 GHz complies with the established values of -10 dB of impedance matching in the band from 2.4 to 2.5 GHz. For the  $S_{11}$  will also meet the requirements of reflected signal, in addition to having a greater margin in the lower frequency (-25 dB).

Therefore it is passed to the manufacture of the network.

## A.5. Manufacture and characterization

The network is built in the workshop of the Technical Office of the UC3M, and is applicable to measure their parameters. Starting with the beamforming network separately.

The reflection reached in the adapted ports is very low, always below -19 dB for a good impedance matching in the model measured. In addition we see how this is true not only in the frequency band of interest, but in no moment the graph of the impedance matching raises of -10 dB. In the case of the transmitted signal between both ports we see how it keeps a very high value of insulation, the order of -36 dB at the edge of the band and -41 dB peak to avoid interference.

For 2.45 GHz frequency the offset calculated is 181.43 °, improving the result obtained with the simulation in time domain of CST and thus approaching the values of the previous simulations that were more accurate. For a phase error of  $\pm 5^\circ$  respect to the desired 180°, we get a frequency range from 2.24 GHz to 2.58 GHz. Proving to have an effective bandwidth of 340 MHz and an relative bandwidth of 13.8 %, due to the good impedance matching of the ports the limitations are caused by the characteristics of the hybrid coupler (it is more restrictive).

Once the beamforming network is characterized, comes the time to connect to the antenna and evaluate the results.



In the parameters  $S_{16}$  and  $S_{61}$  we note the isolation between the ports with very good results, always with values lower than -30 dB, that is, the amplitude of the transmitted signal would be affected by a scaling value of 0.1 % in the worst case of the band of use.

In terms of the reflection of the ports,  $S_{11}$  and  $S_{66}$  parameters show that he gets a peak of impedance matching of -14.2 dB in the center frequency of 2.45 GHz, surpassing the established value of -10 dB of impedance matching. In the case of the port #1 can be seen as that peak is focused very accurately. This is not equal to the port #6, but due to its greater range in the area of impedance matching allows it to not limit the network (will be limited by the  $S_{11}$ ).

In the low limit of the band (2.4 GHz),  $S_{11}$  parameter reaches -10 dB to the 2.398 GHz frequency and  $S_{66}$  parameter fulfills it of way more pleased, with a result of -14 dB.

The only problems is found in the upper limit, while the initial idea was to reach out to the 2.5 GHz with an impedance matching of -10 dB or better, in both ports reach higher values of reflection from 2.48 GHz. A smaller result that the initial case that reduces the bandwidth relative to 3.43 % instead of 4 % desired. Despite this the results are very satisfactory.

We decided to analyze the radiation of the set as additional simulation, but we had inconsistent results and discovered that phase which should have the antenna ports to calculate signs  $\Sigma$  and  $\Delta$  are different from the one raised at the start.

Therefore the beamforming network built has very good characteristics, although not appropriate for the initial antenna, but that could be used with other models such as with printed magnetic monopoles.

## A.6. Conclusions and future research lines

This Project began oriented to building a complete radar system, but while the documentation and the study of the type of antenna and network of beamforming that feeds it were progressing, the project was diverted to see the possibilities offered to work only with the aforementioned network.

In this moment is proposed how to feed an existing antenna for the  $\Sigma$  and  $\Delta$  patterns necessary components for phase-comparison monopulse radar. The first questions were how they were going to join the four ports of the antenna to collect the received signal, after setting three different options was chosen the «T» union. This choice was not because it had the best performance, but because it was best suited to the characteristics that should reflect the network: a simple, compact and low cost element.

Once the topology was chosen began the different simulations, adapting the network to the possibilities offered its construction, both individual items and in general. In all cases they have been successful after many (and very long) simulations, reaching the final designs.

Because of this, the transmitted power between the ports that connect the antenna with  $\Sigma$  and  $\Delta$  outputs has a measured value at approximately -7.1 dB in the circuit, whereas in the CST simulation are reached values of -7.8 dB at the center frequency, that is, the network measures obtained improves performance of simulations in some cases.

Another example is the impedance matching band of the network when not connected to the antenna. In principle, a relative bandwidth of 4 % where impedance matching has a value less than -10 dB was sought. This objective is fulfilled more than enough with a relative bandwidth greater than 40 %. While it is true that the 180° hybrid coupler reduces the bandwidth to 14 % for an error of five degrees.

With respect to the results obtained with the implemented antenna we see that the characteristics diminish, the initial bandwidth does not come to be fulfilled completely, lack a little in the upper frequency, is in 2.48 GHz (-10 dB) instead of the 2.5 GHz established. This is due to the fact that an impedance matching of -10 dB is a demanding value, for 2.5 GHz the impedance matching value is -8.15 dB. These data together with phase variation problems discovered late, makes it a better option to search for an antenna with phase characteristics similar to those of the network for the implementation of the radar system, as the example of monopoles.

Evaluating the final result of the beamforming network individually, we can say then that the objectives have been

reached to build a network of low budget, with a reduced size and that meets the initial characteristics, overcoming them in almost all aspects.

Once completed the work described proposed new lines of action and research:

- Complete phase-comparison monopulse radar by adding the rest of necessary blocks (mixers, amplifiers, a new antenna, etc.) presented in figure 3.2.
- With regard to the problems obtained with the radiation characteristics of the antenna, the model could be implemented by varying the connection between the ports of the network and the antenna coaxial cable assemblies through properly. Even the other antenna polarization (with the ports that are not used) could be tested to compare the results.
- Another aspect to consider is to solve the problem with the gap of ports for adequate radiation using fixed-size ( $\lambda/2$  specifically) coaxial cable assembly to introduce a gap of  $180^\circ$  in the desired ports without the need to alter the order of connections.
- Study the proposed case where 'printed dipoles/monopoles' are connect to the network, getting their characteristics through simulation as its measures later. This can be done for both examples, the case of the 'printed dipoles/monopoles' connected directly and in which the elements are equispaced (fig. 5.20).
- Due to the high bandwidth obtained in terms of the impedance matching of the parameters (not as well in the phase lag of the coupler), to study its possible use in other frequency range.
- One of the characteristics of this project is that it is based on low-cost materials, if you delete this property could be sought a design that would allow them to maximize the performance of the network. This would be accomplished through the use of substrates for best performance and silvering the conductors, which would mean an increase in the cost.

## A.7. Socio-economic study

We can observe how investment in radar equipment has been greatly strengthened globally, although this investment is almost always at military level, almost all the technological advances end up by adapting to the civil society. The most probable areas for its evolution will be the system development of commercial flight and car driving aid, in addition to radars that combine diverse antennas to generate models in several dimensions. Even to consider new perspectives, as a fourth and a fifth dimension that would be to incorporate new variables, such as time or temperature [13].

For all this, there is a rising trend where both their innovation and investment in these technologies does not have a limit in the short or long term, turning into an interesting field of research and development.

### A.7.1. Budget

Below is a summary of the budget of the project:

\*Including taxes.

<b>Concept</b>	<b>Total</b>
Computer	700 €
CST-Microwave Studio University License	2000 €
AWR-Microwave Office University License	2500 €
Substratum	12 €
SMA Connectors	36 €
UC3M Technical Office	160 €
Vector network analyzer	160 €
Junior engineer salary	2480 €
Senior engineer salary	960 €
<b>Total</b>	<b>9008 €* </b>

Tabla A.2: Total expenses

# Bibliografía

- [1] Merrill I. Skolnik. *Introduction to radar systems*. McGRAW-HILL, 1981.
- [2] Christian Wolff Radar Basics Historical Overview. <http://www.radartutorial.eu/index.html>, 1998.
- [3] Raymond C. Watson Jr. *Radar Origins Worldwide: History of Its Evolution in 13 Nations Through World War II*. Trafford Publishing, November 2009.
- [4] Pablo Garrido. *Trabajo fin de grado: Diseño de un array de antenas de parche cuadradas para la banda ISM (2.4 GHz)*. Universidad Carlos III de Madrid, Octubre 2014.
- [5] C. Gregory, J. Williams, A. Fenn, S. Steve Kogon, and J. Herd. Massachusetts institute of technology: Mit opencourseware. *Build a Small Radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture Radar Imaging*, January 2011.
- [6] Ninoslav MAJUREC Davor BONEFAČIC, Julijana JANČULA. *Model of a Monopulse Radar Tracking System for Student Laboratory*. Dept. of Wireless Communications, University of Zagreb, Septiembre 2007.
- [7] A. I. Leonov and K. I. Fomichev. *Monopulse radar*. Artech Hous, 1972.
- [8] D.M. Pozar. *Microwave Engineering*. Wiley, 2004.
- [9] Quite Universal Circuit Simulator-Qucs. <http://qucs.sourceforge.net/docs.html>.
- [10] National Instruments AWR-Microwave Office. <http://www.awrcorp.com/es/products/microwave-office>.
- [11] Computer Simulation Technology-CST. <https://www.cst.com>.
- [12] M.B. Steer T.C. Edwards. *Foundations of interconnect and microstrip design*. John Wiley & Sons, Ltd, Diciembre 2000.
- [13] *Seminario sobre tecnología radar*. Universidad de Salamanca, Octubre 2013.
- [14] Indra Captor-E. <http://www.indracompany.com/en/noticia/indra-reaches-90-m-agreement-develop-new-eurofighter-radar>.
- [15] Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias (CNAF). *Notas de utilización nacional (UN)*, 2013.
- [16] Ministerio de la presidencia. *REAL DECRETO 1066/2001, de 28 de septiembre de 2001*.
- [17] Robert E. Collin. *Foundations for Microwave Engineering*. New York: McGraw Hill, 1992.